
Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma









VOL. IX - N. 1 (PUBBLICAZIONE MENSILE) GENNAIO 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A. F. IX - 1 GEN. 1940

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE

VOL. IX GENNAIO 1940-XVIII N. 1

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO. . . » 6

ANNATE ARRETRATE: I (1932), L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937), L. 40 CIASCUNA; VII (1938), VIII (1939), L. 50 CIASCUNA.

SOMMARIO

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA



COMITATO DIRETTIVO

Presidente: P. BADOGLIO (Presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche).
Membri: il Presidente del Reparto per le Costruzioni Elettriche del C. N. R.: G. VALLAURI; il Presidente del Comitato per la Fisica del C. N. R.: U. BORDONI; il Presidente del Comitato per la Radiotecnica e le Telecomunicazioni del C.N.R.: G. PESSION; il Presidente Generale dell'Associazione Elettrotecnica Italiana: G. CENZANO; il Presidente della Società Italiana di Fisica: Q. MAJORANA.

Direttore: G. VALLAURI - *Condirettore:* P. LOMBARDI.
Redattori: M. BOELLA, R. SAN NICOLÒ, F. VECCHIACCHI.

VOLUME IX
(1940)



ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO N. 10


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

INDICE PER AUTORI



(A) articoli; (C) cronaca tecnica; (L D) lettere al direttore; (L P) libri e pubblicazioni; (N A) nuovi apparecchi; (R) recensioni; (T D) tabelle e dati.

A

B

Pagine iniziali dei singoli fascicoli del volume: p. 1, n. 1 (gennaio); p. 65, n. 2 (febbraio); p. 129, n. 3 (marzo); p. 193, n. 4 (aprile); p. 257, n. 5 (maggio); p. 321, n. 6 (giugno); p. 385, n. 7 (luglio); p. 449, n. 8-9 (agosto-settembre); p. 577, n. 10 (ottobre); p. 641, n. 11 (novembre); p. 713, n. 12 (dicembre).

C

D

E



F

G

H

I

J

K

L

M

N

O

P

Q

R

S

T

V

W

Y

Z

INDICE PER MATERIE

1. - Acustica applicata ed elettroacustica.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

2. - Amplificatori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Nuovi apparecchi

3. - Antenne.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

4. - Applicazioni varie.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

5. - Circuiti, quadripoli, filtri.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Tabelle e dati

Informazioni e notizie

6. - Convertitori, raddrizzatori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

7. - Disturbi e fenomeni perturbatori.

Recensioni

8. - Elettrofisica e magnetofisica.

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

9. - Elettrotecnica generale.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

11. - Fonografia e cinematografia sonora.

Cronaca tecnica

12. - Fotoelettricità.

Recensioni

13. - Generatori, oscillatori, trasmettitori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni



Informazioni e notizie

14. - Istituti, scuole, esposizioni, congressi.

Note di redazione

Informazioni e notizie

15. - Linee e condutture.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

16. - Materiali.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Tabelle e dati

Informazioni e notizie

17. - Misure.

Note di redazione

Memorie e articoli

Lettere al direttore

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

18. - Modulazione e rivelazione.

Lettere al direttore

Recensioni

Nuovi apparecchi

19. - Piezoelettricità e magnetostrizione.

Cronaca tecnica

20. - Propagazione delle radioonde.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

21. - Radiocomunicazioni direttive e radiogoniometria.

Memorie e articoli

Recensioni

22. - Radiotecnica generale, impianti e accessori.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

23. - Ricevitori.

Note di redazione

27. - Tubi elettronici.

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

29. - Vibrazioni meccaniche.

Recensioni

Vol. IX Gennaio 1940-XVIII N. 1

ALTA FREQUENZA



Telefon'a e rumori di ambiente.

Nel suo costante evolversi e progredire verso nuovi perfezionamenti, la tecnica porta con sè pur qualche inconveniente, che spesso non è facile evitare. Uno dei più sensibili è la crescente invasione del rumore negli ambienti in cui gli uomini trascorrono tutta o in parte la loro esistenza. Certo è che la macchina, elemento sempre più diffuso e necessario nella vita odierna, nonostante le attenzioni poste nel costruirla, riesce soltanto raramente ad essere silenziosa; cosicchè, mentre un tempo le sorgenti dei rumori erano essenzialmente naturali e si manifestavano all'aperto, oggi invece molte di esse, e quasi sempre le peggiori, si trovano in locali chiusi, che risultano quindi sede di frastuoni talvolta assordanti.

Ciò pone, oltre a numerosissime altre questioni di carattere tecnico e fisiologico, anche il problema delle comunicazioni vocali, che in tali circostanze debbono avvenire con una sicurezza uguale, se non superiore, a quella desiderata in ambienti perfettamente tranquilli.

Il problema si risolve adottando opportuni sistemi di tipo telefonico. Ma le particolarità di essi li rendono non poco diversi da quelli che si adoperano per le comunicazioni telefoniche ordinarie. Può essere interessante l'esaminarle partitamente, come fa nel presente fascicolo l'ingegnere FERRARI-TONIOLO, prendendo le mosse dai diversi effetti nocivi che il rumore produce, così alla trasmissione, come alla ricezione.

Un esame sperimentale dei vari sistemi possibili ha condotto per ognuno di essi ad un'utile raccolta degli elementi di giudizio complessivo. La mèsse di dati è particolarmente ricca e completa per quanto riguarda il dispositivo che costituisce la base della soluzione più diffusa per il problema della telefonia fra ambienti rumorosi: il laringofono.

Esso è stato esaminato, sia per mezzo di prove di tipo soggettivo, sia per mezzo di prove rigorosamente oggettive. Per queste ultime si è ideato un apposito metodo di misura ed è stata attuata la relativa apparecchiatura, come richiedeva il fatto che non si avevano altri esempi di rilievi e tarature eseguite sul nuovo tipo di trasduttore meccanico--elettrico.

Le prove soggettive sono state compiute mediante misure, di tipo telefonometrico, dell'intelligibilità di logatomi, cioè di fonemi trasmessi e ricevuti a turno dai vari componenti di una squadra di operatori appositamente addestrata. Anche di tali prove soggettive ben pochi esempi si sono raccolti fino ad ora in Italia, soprattutto per la difficoltà di avere a disposizione, per il lungo tempo richiesto, una di codeste squadre. Eppure, proprio a proposito dei laringofoni, si constata l'alto interesse e l'insostituibilità di tal genere di esperienze: esso solo è in grado di fornire dati di giudizio veramente complessivo sul sistema di trasmissione che, dalla laringe di chi trasmette, va all'orecchio di chi riceve, includendo elementi, che per essere decisamente fisiologici, e forse anche psicologici, non possono essere sottoposti a misure di puro carattere oggettivo.

D'altra parte l'applicazione di questi metodi, tuttora poco noti nelle loro peculiarità, fornisce una serie di osservazioni utili ai metodi stessi, e favorisce quell'affinamento e quel perfezionamento delle loro norme di esecuzione, il cui studio è vivamente raccomandato dal Comitato Consultivo Internazionale per la Telefonia (C. C. I. F.).

Studio di filtri.

La vecchia teoria dei filtri elettrici, che è abbastanza nota, ha il difetto di studiare soltanto reti molto particolari e di non dire quasi nulla sulle proprietà di reti qualsiasi. L'impostazione nuova data dal Cauer, or è un decennio, alla teoria delle reti in generale, e che si fonda principalmente sulla teoria delle funzioni di variabile complessa, ha fornito un nuovo mezzo di studio dei filtri.

Caratteristica originale di codesta applicazione è quella di ricondurre il calcolo di un filtro ad un problema di approssimazione, per risolvere il quale non è necessario conoscere a priori la struttura della cellula filtrante. Bisogna altresì ricordare che la teoria stessa si è presentata

completa e che ha permesso di raggiungere risultati pratici di una portata veramente notevole.

Benchè le applicazioni non siano poche, molto scarsi appaiono tuttavia gli studi in proposito, specialmente se si osserva quanto lavoro sia stato invece rivolto allo studio dei filtri di tipo Campbell-Zobel. Un articolo comparso recentemente nella nostra rivista [1] ha fornito un contributo originale alla teoria generale, contributo che riteniamo meritevole di prendere posto accanto ai più importanti stranieri.

Il rivedere lo studio dei filtri classici alla luce della nuova teoria non mancherà — e ne offre esempio l'articolo della dottoressa Madia, che pubblichiamo — di avere importanti sviluppi. Appare quindi interessante questo lavoro, che, esaminando sulla base della teoria di Cauer una catena filtrante a scala di tipo Campbell-Zobel, ricava interessanti caratteristiche relative alla funzione di attenuazione.

Lo scritto ha poi il pregio di costituire un esempio istruttivo della teoria stessa e dovrebbe invogliare, com'è naturale e come l'autrice si ripromette di fare, ad estendere lo studio ad altre strutture filtranti.

LA REDAZIONE.

(1) G. Cocci: Funzioni di trasmissione di quadripoli di pure reattanze inseriti tra due resistenze - A. F., 1938, VII, p. 804.

TELEFONIA FRA AMBIENTI RUMOROSI E PROVE SU LARINGOFONI

ANDREA FERRARI-TONIOLO

Analizzati gl'inconvenienti prodotti nelle trasmissioni telefoniche dal rumore d'ambiente (distorsioni, deformazione del campo sonoro, assordamento), si accenna ai diversi metodi proposti per eliminare tali nocive influenze: microfoni direzionali, metodi di compensazione, laringofoni ed osteofoni.

Le prove sperimentali eseguite sul metodo di compensazione, che non risultava finora sottoposto a verifiche, hanno dimostrato che esso, buono come principio, non ha possibilità di applicazione pratica nel caso di suoni di composizione e intensità ampiamente variabili.

Su laringofoni (sia a carbone, sia piezoelettrici) sono state eseguite prove telefonometriche soggettive, con numerosissime misure di intelligibilità dei logatomi da parte di un'apposita squadra di operatori. Si sono anche effettuate prove oggettive e se ne riferiscono i risultati: le curve di frequenza presentano scarti compresi entro ± 15 dB (fra 200 e 4000 Hz) nel caso di laringofoni a carbone, ed entro ± 10 dB (fra 70 e 8000 Hz) nel caso di laringofoni piezoelettrici.

Un'adatta apparecchiatura elettrica è stata ideata ed attuata per il rilievo di tali curve relative di risposta dei laringofoni; un dispositivo ottico ha permesso una taratura assoluta dell'apparecchiatura elettrica e quindi la valutazione dell'efficenza meccanico-elettrica del laringofono (1,6 millivolt/micron a 1000 Hz per il tipo di laringofono piezoelettrico provato).

1. - Il problema della trasmissione telefonica fra ambienti in cui sono presenti rumori e disturbi che rendono più difficile la trasmissione, è nato con la telefonia stessa.

Qualunque ambiente, da cui parta una conversazione, o in cui giunga una comunicazione vocale, anche se giudicato come particolarmente quieto, non è mai esente da rumori. E, fin dal suo ingresso nella tecnica delle comunicazioni, la telefonia ha dovuto preoccuparsi dell'influenza nociva dei rumori di ambiente; la modesta efficenza dei primi apparati

di trasmissione rendeva ancor più necessario, che cause accessorie di riduzione nella bontà della trasmissione (come appunto i rumori di ambiente) fossero, per quanto possibile, eliminate.

Da ciò lo studio di ambienti particolarmente isolati ed assorbenti, dal punto di vista acustico, dagli ambienti normali, quali le « cabine telefoniche », destinate alla trasmissione e alla ricezione delle comunicazioni: e la determinazione, attraverso innumerevoli prove, della migliore posizione da dare al microfono e al ricevitore, rispetto alla bocca e all'orecchio di chi esegue la trasmissione. Il ricevitore telefonico ha sempre più aderito, con opportune forme di padiglione, all'orecchio dell'ascoltatore; e il microfono si è sempre più avvicinato alla bocca di chi trasmette, essendosi studiata, attraverso numerosissimi rilievi statistici, la forma di microtelefono combinato più adatta ad un tipo medio di testa umana.

Tuttavia, in questi ultimi tempi, la telefonia fra ambienti rumorosi ha acquistato una sua fisonomia particolare e distinta dalla telefonia ordinaria; notevoli studi e sforzi tecnici speciali si sono applicati alla risoluzione del problema di comunicazioni telefoniche fra ambienti che rispetto a quelli normali presentano disturbi sonori in grado eccezionale, ma che ricorrono ormai con frequenza non trascurabile nella pratica.



Gli sviluppi della tecnica nella vita di oggigiorno portano abbastanza spesso l'uomo ad agire, con necessità di comunicazioni sicure, in ambienti rumorosi, anche assai intensamente. Ne sono esempio le cabine di aeroplano e i locali con macchinario fragoroso, come i motori Diesel sulle navi; senza contare gli ambienti naturali, quali le tempeste con lampi e tuoni, le bufere di acqua e vento, nel cielo, sulla terra o sul mare; e gli ambienti guerreschi, con spari e scoppi, entro torrette blindate o carri armati.

Eppure in tutte le circostanze del genere di queste accennate, è necessario, ancor più che in condizioni normali, far giungere ad altri con sicurezza e con chiarezza la voce che reca comandi urgenti e avvertimenti spesso preziosi; superando con accorgimenti tecnici speciali i disturbi arrecati ad una buona comprensibilità nella trasmissione da rumori, i quali, in casi estremi, raggiungono la soglia di dolore dell'udito, cioè i 130 phon.

2. - È noto che la presenza del rumore produce effetti disturbanti tanto su l'emissione, quanto sulla ricezione di suoni vocali.

Per quel che riguarda l'emissione della parola, il fatto che chi parla al microfono sia in ambiente rumoroso porta due conseguenze. Una deriva dal fatto che il rumore costringe la persona che parla a sforzare la propria voce nell'intento di gareggiare in intensità col rumore stesso: ma la voce sforzata è di per sè assai meno comprensibile della voce naturale. Un altro effetto di qualche importanza è la deformazione nel campo sonoro del rumore, prodotta dalla presenza della testa dell'operatore e della cavità orale in vicinanza del microfono; la deformazione

del campo sonoro, come vedremo, può avvenire anche nel senso di peggiorare, nelle vicinanze del microfono, i disturbi già presenti in tutto l'ambiente.

Ambedue questi effetti sono stati investigati sperimentalmente da Janovsky (1). La figura 1 riporta i dati sperimentali relativi alla distorsione che si introduce nella emissione vocale, quando l'operatore sforza la propria voce a parlare sopra il livello di intensità normale.

Come si è già accennato questo innalzamento di livello di intensità di emissione si verifica forzatamente, ogni volta che chi parla è in un ambiente rumoroso; la cosa avviene automaticamente, quasi indipendentemente dalla volontà dell'operatore, perchè il rumore gli maschera (come vedremo meglio in seguito) l'udibilità della sua stessa voce e pertanto, ritenendo di parlare a voce più bassa di quel che in realtà egli parla, è indotto a rinforzare l'intensità dell'emissione vocale. Questo gli si rivela, dopo breve tempo, sotto forma di crescente fatica, ben superiore a quella necessaria per parlare normalmente.

Come è stato rilevato sperimentalmente da Hartmann e Janovsky (2), questo rinforzo dell'intensità di emissione vocale incomincia ad avvenire per rumori di circa 40 phon. Per rumori di 120 phon si ha un aumento di intensità nella parola, che può essere anche di 30 phon.

Infatti, mentre se si parla con voce normale, si hanno 92 phon immediatamente a contatto con la bocca, 90 phon a 2 cm di distanza e 85 phon a 4 cm, parlando a voce alta si hanno rispettivamente 105, 103 e 95 phon, e parlando con voce estremamente forte si hanno corrispondentemente 125, 120 e 115 phon. Ma l'aumento dell'intensità vocale fa sì che la parola emessa risulta assai distorta rispetto a quella normale.

Janovsky non dà particolari esaurienti sul modo con cui egli ha eseguito i rilievi sperimentali relativi al diverso spettro di frequenza della parola normale rispetto a quella forte, non dice con quali mezzi ne è stata controllata la costanza di intensità e costituzione; e soprattutto non indica in che cosa consistesse la parola da emettersi in maniera assolutamente uniforme durante un tempo che fosse sufficentemente lungo per permettere l'analisi armonica, mediante filtro ad ottave, della tensione resa da un microfono a condensatore, in corrispondenza della pressione sonora raccolta alla bocca dell'operatore ovvero a 4 cm da essa.

Pertanto, le curve riportate nella figura 1 hanno carattere esclusivamente indicativo. Esse mostrano, ad ogni modo, che la composizione in frequenza dei suoni emessi varia con la forza dell'emissione stessa; si ha un netto aumento alle frequenze più alte, specie a quelle comprese all'incirca fra 1000 e 2000 Hz (le rispettive pressioni vengono più che decuplicate), mentre le basse frequenze restano si può dire invariate. La diversa composizione in armoniche diminuisce la intelligibilità; e

(1) W. JANOVSKY: E. T. Z., 1937, LVIII, p. 1280.
(2) C. A. HARTMANN e W. JANOVSKY: Z. f. techn. Phys., 1935, XVI, p. 580.

questo è l'effetto finale del parlar forte, a sua volta provocato dalla presenza del rumore.

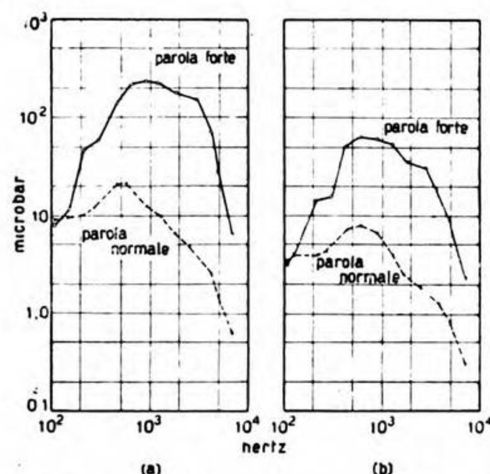


Fig. 1. — Spettro di frequenza della parola normale rispetto alla parola forte: *a*) microfono a 4 cm dalla bocca; *b*) microfono immediatamente vicino alla bocca.

Il secondo effetto disturbante del rumore all'emissione è quello legato alla deformazione nel campo sonoro, prodotta dalla testa dell'operatore. Se indichiamo con p la pressione sonora che si ha in un punto di un certo ambiente a causa di un rumore diffusovi, la pressione che ivi si misura (nelle vicinanze della bocca che emetterà i suoni vocali), quando nell'ambiente stesso si è introdotto l'operatore, non è più p ma p'.

La figura 2 mostra che il rapporto p'/p è, praticamente, per tutte le frequenze, maggiore dell'unità; cioè la testa dell'operatore, introducendo riflessioni, aumenta la pressione sonora dovuta al rumore, come se questo fosse di intensità maggiore di quello che è in realtà. L'aumento è particolarmente intenso per alcune frequenze, anche se la bocca dell'operatore è chiusa. Se poi la

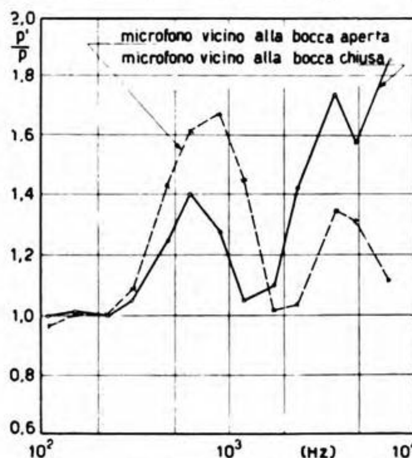


Fig. 2. — Influenza della testa di chi parla sul campo sonoro del rumore: p' pressione del suono in vicinanza della bocca; p, pressione del suono nel campo sonoro indisturbato.

bocca dell'operatore è aperta (senza emettere suoni vocali), la cavità orale agisce come un risuonatore che rinforza ancor più alcune frequenze (intorno ad 800 Hz). L'effetto disturbante del rumore sull'emissione è, perciò, anche maggiore di quello che risulterebbe dal semplice valore dell'entità di rumore misurabile nell'ambiente senza operatore.

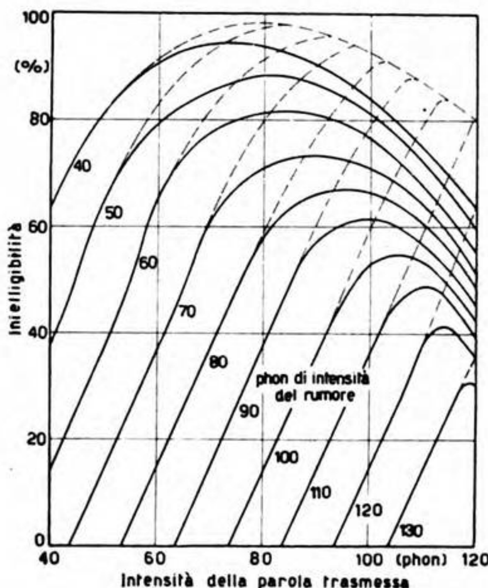


Fig. 3. — Intelligibilità in funzione dell'intensità della parola trasmessa e dell'intensità del rumore.

Alla ricezione, l'effetto fondamentale del rumore (che può giungere all'orecchio dell'ascoltatore, sia dall'ambiente in cui egli si trova, sia mescolato alla comunicazione trasmessa, perchè raccolto insieme con la parola dal microfono emittente) è una specie di assordamento di chi ascolta. Infatti tutto avviene come se la soglia di udibilità dell'ascoltatore si fosse elevata. Ciò riduce, a parità di intensità della parola trasmessa, la « intelligibilità », misurata seguendo le norme dettate dal C. C. I. F. (Comitato Consultivo Internazionale Telefonico) ([3]).

Nella figura 3 si ha, per ogni valore di intensità del rumore da 40 a 130 phon, la curva che dà la intelligibilità in funzione dell'intensità (in phon) della parola trasmessa. Le curve a tratto pieno sono state tracciate da Janovsky ([4]) e riassumono statisticamente un gran numero di rilievi telefonometrici. Esse coincidono per un lungo tratto con quelle precedentemente date da Fletcher (tratteggiate), ma ne differiscono nella regione dei valori più alti di intelligibilità.

I dati delle curve di Janovsky, che sembrano effettivamente i più attendibili, si possono efficacemente esporre sotto altra forma, in diagrammi (fig. 4), nei quali le ordinate sono ancora « intelligibilità » e le

---

([3]) R. L. WEGEL e C. E. LANE: Phys. Rev., 1924, XXIII, p. 266.

([4]) Benchè non sia espressamente specificato, è da ritenere che le intelligibilità date da Janovsky siano valori corretti per tener conto della pratica sperimentale della squadra che eseguiva le prove telefonometriche, secondo quanto è disposto dal C. C. I. F. (vedi anche l'appendice).

ascisse « intensità (in phon) della parola trasmessa », ma le curve sono tracciate, non per valori costanti dell'intensità di rumore, ma per valori costanti della differenza (sempre in phon) fra l'intensità del rumore e quella della parola trasmessa.

La considerazione di questo tipo di curve è particolarmente importante quando il rumore provenga tutto dalla estremità trasmittente e quindi giunga al ricevitore attraverso una trasmissione telefonica, eventualmente con amplificazione, la quale modifica il livello effettivo di intensità dei rumori e della parola insieme, ma non può variare la differenza di livello tra il rumore e la parola trasmessa.

È interessante notare come, per rumori più deboli della parola e per un valore costante della differenza della loro intensità, la intelligibilità diminuisce al crescere dell'intensità della parola trasmessa. Conviene perciò amplificare relativamente poco la comunicazione disturbata da rumori; allo stesso modo che, nella ricezione radiofonica, conviene ricevere le stazioni disturbate con un volume ridotto, e, nella conversazione diretta in ambiente rumoroso, qualche volta risulta maggiore comprensibilità ad ascoltare con gli orecchi tappati (riportando, cioè, tanto il livello di rumore quanto il livello della parola percepiti simultaneamente ad un valore più basso).

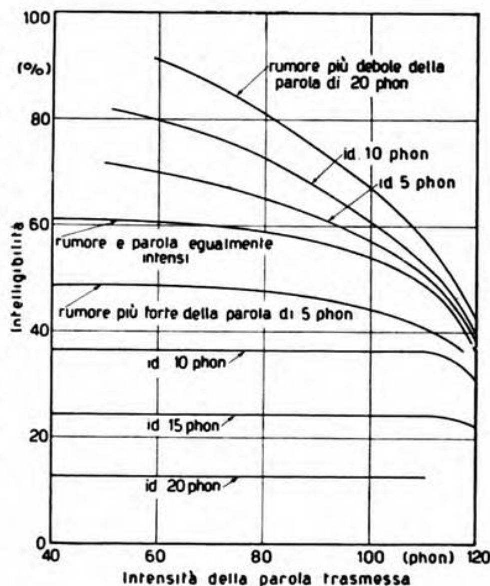


Fig. 4. — Curve di intelligibilità in funzione dell'intensità della parola trasmessa, tracciate per valori costanti della differenza fra l'intensità del rumore e quella della parola trasmessa.

3. - Per eliminare le nocive influenze del rumore d'ambiente sulla trasmissione telefonica, sono stati proposti e sperimentati diversi metodi ed accorgimenti tecnici.

Contro i rumori dell'ambiente in cui si trova chi riceve una comunicazione telefonica, il rimedio più efficace è quello di far aderire nel miglior modo possibile due ricevitori telefonici alle orecchie dell'ascoltatore; studiando inoltre tutte quelle ricoperture e imbottiture che

valgono a isolare acusticamente il canale uditivo dell'operatore dall'ambiente esterno, lasciando solo pervenire i suoni trasmessi dai due ricevitori telefonici.

Più difficile è l'eliminazione o almeno la riduzione degli effetti dei rumori nel punto di partenza della trasmissione. Qualche vantaggio si può ottenere, in casi particolari in cui il rumore abbia uno spettro di frequenza compreso entro una banda assai ristretta, eliminando dalla trasmissione la banda stessa e quindi cancellando quasi completamente il rumore, senza diminuire notevolmente la fedeltà di riproduzione della parola. Ma questo sistema può essere usato con successo soltanto in un numero assai modesto di casi (come ad esempio se il rumore è costituito di sole frequenze basse, cioè fino a $200 \div 400$ Hz); ed in ogni modo non costituisce un sistema di applicazione generale, ma va studiato volta per volta.

I mezzi più generali studiati per tale riduzione sono essenzialmente di tre categorie: microfoni direzionali speciali; compensazione dei rumori; microfoni a vibrazione meccanica e in particolare laringofoni.

Nei microfoni direzionali speciali si è tentato, mediante imboccature speciali, ovvero costruzione particolare della capsula microfonica, di rendere il trasmettitore sensibile in una certa direzione in modo nettamente preferenziale. Se allora si invia la parola esattamente in questa direzione, la parola stessa è trasmessa dal microfono in tutta la sua intensità, mentre del rumore circostante vien trasmessa solo una piccola parte, corrispondente a quella porzione che proviene dalla direzione designata e che è assai inferiore all'intensità complessiva che il microfono avrebbe raccolto se fosse stato ugualmente sensibile a tutte le direzioni.

Con questo metodo si possono ottenere notevoli miglioramenti nel rapporto tra parola trasmessa e disturbo. Esso tuttavia non elimina gli inconvenienti dovuti al parlar forte e alla deformazione del campo sonoro prodotta dalla testa dell'operatore.

Il metodo di compensazione può venir alla mente per analogia con altri metodi di eliminazione di disturbi (ad esempio di rumori di fondo): si cerca di captare il solo rumore e di contrapporlo, in esatta opposizione di fase, al rumore stesso mescolato con la parola in trasmissione. Un'esatta compensazione del rumore lascerebbe la parola esente dal disturbo. Il sistema ha comune con il precedente l'incapacità di eliminare gli inconvenienti dovuti al parlar forte e simili; ma soprattutto, come vedremo, non presenta possibilità pratiche.

Infine, un metodo radicale per risolvere il problema della telefonia fra ambienti rumorosi è quello di abbandonare i microfoni propriamente detti per ricorrere a rilevatori di vibrazioni meccaniche. Questi sono: *osteofoni*, se raccolgono le vibrazioni, corrispondenti ai suoni articolati dalla laringe e dalla bocca, attraverso la conduzione ossea, ovvero *laringofoni*, se raccolgono direttamente le vibrazioni esterne del collo in corrispondenza alla laringe.

Gli osteofoni hanno una riproduzione notevolmente chiara; ma presentano una resa in intensità che richiede una notevole amplificazione per effettuare la trasmissione anche a piccole distanze. I laringofoni sono invece assai soddisfacenti come sensibilità, ma lasciano alquanto a desiderare come intelligibilità. È perciò interessante studiarne il comportamento dal punto di vista della fedeltà di riproduzione.

L'uso degli osteofoni o dei laringofoni rende la trasmissione esente dall'influenza di rumori, anche negli effetti secondari di questi, quali la distorsione della parola per aumento forzato del livello di intensità di essa e le deformazioni prodotte nel campo sonoro del rumore dalla presenza dell'operatore.

4. - L'accentuazione delle caratteristiche di direttività dei microfoni è stata studiata e sperimentata con notevole ampiezza ([5]), perchè interessa molti problemi pratici, oltre quello della telefonia fra locali rumorosi. Un esempio delle notevoli caratteristiche di direttività che si possono avere in un microfono, opportunamente studiato e attuato ([6]), vien dato nella figura 5, che si riferisce ad un microfono elettrostatico unidirezionale.

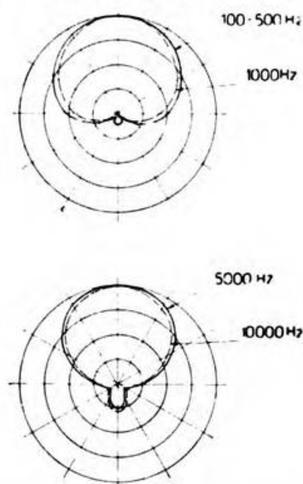


Fig. 5. — Caratteristiche di direzionalità di un microfono elettrostatico unidirezionale.

La direttività può essere particolarmente accentuata, con forme speciali di imboccature da porre davanti al microfono propriamente detto. Diversi autori accennano qualitativamente ai vantaggi, che, nel caso della telefonia fra locali rumorosi, si possono così ottenere. Ma la questione meriterebbe di essere esaminata, con maggiori particolari, dal punto di vista sperimentale e quantitativo.

Ad ogni modo, la soluzione dei microfoni ad accentuata direttività non è che una soluzione forzatamente parziale, per quel che riguarda la telefonia fra ambienti rumorosi; oltre al fatto che alcuni effetti secondari dei disturbi dovuti ai rumori (come la deformazione e il peggioramento del campo sonoro, dovuti alla presenza dell'operatore) non sono eliminati, ma anzi forse aumentati, la direttività troppo spinta del microfono, quando anche fosse effettivamente raggiunta, avrebbe aspetti di notevole impraticità, perchè occorrerebbe un uso assai accorto del

([5]) H. J. von Braunmuehl e W. Weber: H. F. Techn. u. El. Ak., 1935, XLVI, p. 187.
H. J. von Braunmuehl e W. Weber: E. N. T., 1936, XIII, p. 414.

([6]) Loc. cit. nota ([5]).

microfono, per quel che riguarda l'esatta posizione della bocca rispetto all'imboccatura, al fine di non annullare, con spostamenti, anche piccoli, dalla direzione prescritta, i vantaggi offerti dal microfono direzionale nel miglioramento del rapporto tra suono vocale e rumore disturbante raccolti dal microfono.

5. - L'idea di utilizzare un metodo a compensazione per risolvere il problema che ci interessa, è sembrata a tutta prima degna di una qualche attenzione, per lo meno per cercare di determinarne i limiti di applicabilità pratica.

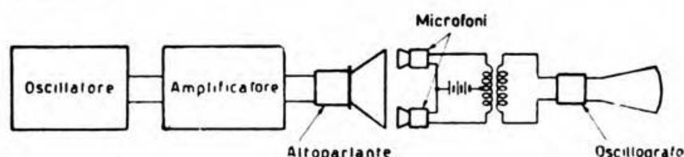


Fig. 6. — Disposizione schematica per le prove di compensazione.

Si sono pertanto svolte ricerche sperimentali al riguardo; il dispositivo è indicato schematicamente nella figura 6. I due microfoni, identici come tipo (a carbone), erano collocati in una cabina a distanza di circa 1,5 m da un altoparlante, il quale emetteva suoni e rumori disturbanti.

Una prima serie di prove sono state eseguite facendo emettere dall'altoparlante suoni sufficentemente puri, di frequenze intorno ai 1000 Hz e di intensità variabile fra 70 e 90 phon; nella cabina non si introduceva, dapprima, alcun operatore.

Scegliendo opportunamente la posizione dei due microfoni, è stato sempre possibile ottenere una compensazione quasi perfetta delle due tensioni emesse. Se V_x è la tensione (rilevabile, all'estremità della breve linea di collegamento, mediante oscillografo e voltmetro), corrispondente al caso in cui uno solo dei due microfoni sia connesso, la tensione V'_x misurata quando anche l'altro microfono è inserito (in opposizione al primo) può essere ridotta a meno di 0,1 V_x.

Una seconda serie di prove è stata eseguita con l'operatore presente nella cabina e parlante dinanzi ad uno dei microfoni; il disturbo era ancora dato dal suono puro a 1000 Hz e 70 ÷ 90 phon. Anche in questo caso, con un'opportuna collocazione nello spazio dei due microfoni, si otteneva un miglioramento nel rapporto tra suono vocale e rumore disturbante, come da 1 a 10.

Infine molte prove furono condotte usando come suono disturbante, emesso dall'altoparlante, rumori di aeroplano, di bufere e simili, assai variabili in composizione e in intensità, quali sono registrati su dischi fonografici del commercio.

In queste ultime condizioni si è dovuto constatare che la compensazione era praticamente impossibile. Evidentemente le relazioni di

posizione nello spazio, che sono adatte per la compensazione ad una sola frequenza di suono disturbante, non possono soddisfare contemporaneamente tutte le più diverse frequenze della gamma udibile. Poichè invece le condizioni pratiche di utilizzazione della telefonia fra ambienti rumorosi corrispondono proprio a grande variabilità di frequenza e di intensità dei disturbi, si può concludere che il metodo della compensazione non si presenta come suscettibile di applicazioni pratiche.

6. - Come è stato già accennato, il metodo più radicale per risolvere il problema in questione è quello di far uso, all'emissione, di apparecchi rilevatori di vibrazioni (osteofoni e laringofoni) e fra questi i laringofoni hanno acquistato notevole importanza pratica, poichè, dal punto di vista del comportamento nei riguardi dell'intensità, sono assai soddisfacenti, potendo trasmettere comunicazioni, in via normale, senza apparati di amplificazione a tubi elettronici; inoltre la loro efficacia nell'eliminare i disturbi dovuti ai rumori è quasi perfetta. I laringofoni si sono pertanto diffusi nelle applicazioni pratiche; ed anche l'industria nazionale li produce correntemente.

Un laringofono è un dispositivo di tipo microfonico, il quale, anzichè rilevare a una certa distanza i suoni emessi dalla bocca, viene applicato a contatto del collo, di chi vuol comunicare a distanza, in corrispondenza della laringe e ne trasmette quindi le vibrazioni meccaniche. Si utilizzano, per la trasformazione meccanico-elettrica, capsule che possono essere di tutti i tipi di quelle per microfoni. I più diffusi nella pratica sono i laringofoni con capsula a carbone ovvero con capsula piezoelettrica.

La trasmissione non avrebbe quindi differenze notevoli dalla telefonia ordinaria, se le vibrazioni della laringe non fossero molto diverse, dal punto di vista della forma d'onda, da quelle dei suoni orali. Ciò è stato verificato sperimentalmente da Krüger e Willms (7) e la figura 7 riporta gli interessanti risultati relativi ad una serie di vocali e consonanti (8). In ascisse sono le frequenze; in ordinate un rapporto, che, per la verità, non è ben specificato a quali grandezze rilevate sperimentalmente sia riferito, ma che, ad ogni modo, è indicativo del « peso » che una data frequenza ha nella formazione della vocale o consonante emessa dalla laringe in confronto con il « peso » che la stessa frequenza ha nella formazione dello stesso suono quale esce dalle labbra di chi parla.

In generale si può osservare che, per quel che riguarda le vocali, le cavità orale e nasale hanno precipuamente il compito di « arroton-

---

(7) K. Krueger e W. Willms: Z. f. techn. Phys., 1935, XVI, p. 585.

(8) Dato che l'analisi sperimentale è stata compiuta per bande di frequenza sarebbero stati più adatti diagrammi del tipo degli spettri di frequenza che non la rappresentazione mediante spezzate di raccordo dei punti rilevati.

dare » il suono emesso dalla laringe, rinforzando le frequenze intorno a 1000 Hz, che corrispondono a quelle delle « formanti ».

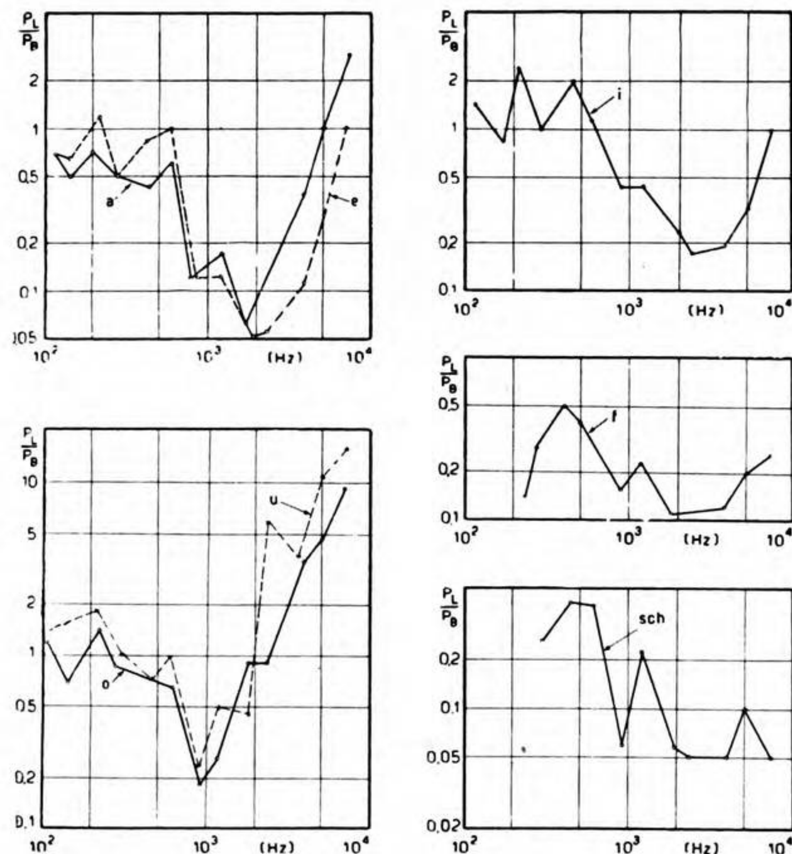


Fig. 7. — Spettri di frequenza dei suoni emessi dalla laringe in confronto con quelli emessi dalla bocca.

Nella vibrazione della laringe, corrispondente ad una vocale, si nota quindi una notevole deficenza di intensità per le frequenze centrali, mentre alle frequenze alte si hanno intensità rilevanti.

Le deformazioni del suono alla laringe, rispetto a quello della bocca, le quali, come si vede, non sono indifferenti, sono approssimatamente tutte dello stesso genere; il confronto fra le vocali « o » ed « u » (fig. 7) è assai illustrativo al riguardo.

Per quel che riguarda le consonanti, ve ne sono alcune la cui formazione è largamente influenzata da rumori generati da parti della bocca

(denti, labbra e così via); esse hanno un diagramma comparativo fra la composizione alla laringe e quella alla bocca, che sta, in tutta la gamma vocale, assai al disotto del valore unitario del rapporto P_L/P_B (fig. 7).

Senza addentrarci in un più minuto esame, è chiaro che i suoni alla laringe hanno composizione assai differente da quelli normali; e perciò il riconoscerli presenta notevoli difficoltà, che non possono non influire

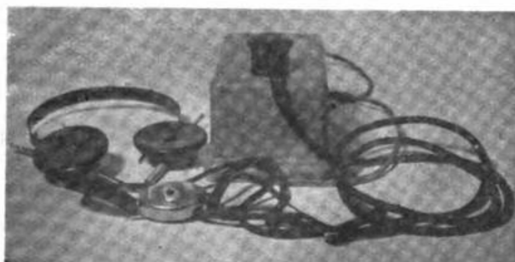


Fig. 8. — Laringofono a carbone di costruzione nazionale.

sfavorevolmente sull'intelligibilità della trasmissione. È perciò interessante il rilievo sperimentale, mediante misure telefonometriche « alla voce », dell'intelligibilità che si può raggiungere con laringofoni correnti.

Le prove di questo genere, eseguite presso la Sezione Telefonia dell'I. E. N., furono svolte da una squadra di tre operatori (9), su laringofoni a carbone gentilmente messi a disposizione da una ditta costruttrice italiana (fig. 8).

Come è noto, le prove telefonometriche di intelligibilità sono assai laboriose, richiedendo un gran numero di trasmissioni e ricezioni di logatomi. Esse sono tuttavia uno dei mezzi migliori, che attualmente siano a disposizione, per giudicare in modo complessivo della qualità di una trasmissione della parola umana (10).

---

(9) La squadra era composta dall'ing. Caretti, dal dott. François e dal per. Angelotti, che ringrazio della collaborazione e del paziente lavoro svolto.

(10) Le prove sui laringofoni sembrano atte a far riflettere sull'importanza delle prove di intelligibilità che, a prima vista, sembrerebbero di valore inferiore a quello di rigorose prove oggettive.

Se anche si fosse attuato un soddisfacente sistema oggettivo di taratura telefonometrica complessiva di un sistema di trasmissione telefonica, esso sarebbe ovviamente adatto ai soli microfoni e ricevitori normali. La prova della qualità di un laringofono riaprirebbe il problema, poichè altre sono le esigenze nel caso di un rilevatore di vibrazioni, e soprattutto perchè quello che interessa rilevare è la bontà complessiva del sistema, tenendo conto del peggioramento di qualità dovuto al solo fatto fisiologico che i suoni alla laringe sono assai deformati rispetto a quelli orali. Le prove oggettive sul laringofono (vedi paragrafo seguente) non possono naturalmente tener conto di ciò. Le prove soggettive di intelligibilità hanno il pregio di una più universale applicazione.

I laringofoni provati sono stati 2, dello stesso tipo e di identica costruzione; per ognuno di essi si sono ricevuti un migliaio di logatomi. Le prove sono state compiute eseguendo tutte le prescritte rotazioni fra gli operatori ed i ricevitori telefonici, nonchè seguendo le norme relative al « volume normale di emissione della voce » stabilito dal C. C. I. F. per le prove di intelligibilità e controllato mediante apposito volumetro.

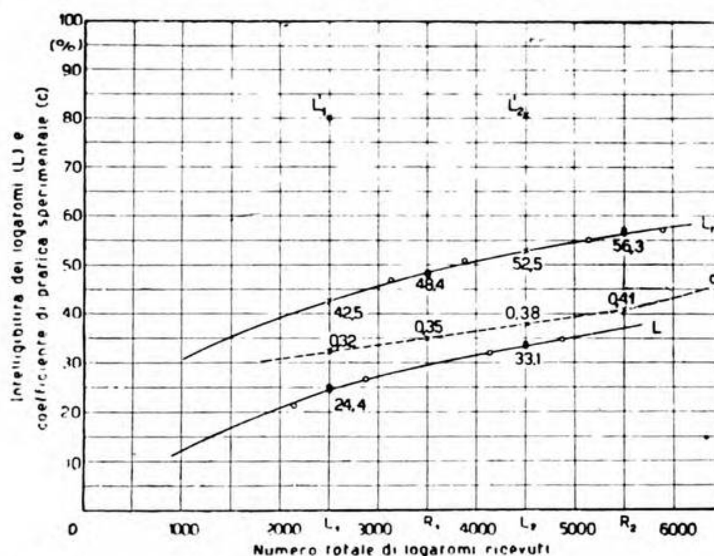


Fig. 9. — Risultati delle prove telefonometriche su laringofoni. I punti rilevati sperimentalmente sono contraddistinti con cerchietti vuoti; le medie di essi con cerchietti pieni; quelli derivati col calcolo, mediante il metodo di correzione, con crocette.

Avendo compiuto, dopo il ciclo delle prove su ognuno dei due laringofoni, un'altrettanto numerosa serie di prove identiche su un « sistema di riferimento », si è potuto correggere i risultati sperimentali, tenendo conto del grado di pratica sperimentale della squadra [11]. Nella figura 9 sono raccolti i risultati sperimentali e i valori dedotti col metodo delle correzioni.

Prima di iniziare le prove effettive, la squadra eseguì una serie di prove a scopo di allenamento alla trasmissione con laringofoni; furono ricevuti in tali prove preliminari circa 2000 logatomi, e perciò il diagramma di figura 9 non reca alcun punto rilevato per tutto il tratto di ascisse (le quali rappresentano il numero totale di logatomi ricevuti) fino a 2000.

[11] Le definizioni e i procedimenti, cui si riferiscono le prove qui descritte, sono richiamati nell'appendice.

Dopo questi preliminari fu provato (con la ricezione di 1000 logatomi) il laringofono 1; dalla curva L si ottenne come media dei primi 300 logatomi ricevuti una « intelligibilità (non corretta) dei logatomi » di 22 %; come media degli ulteriori 400 logatomi, 25 %; e come media dei 300 ultimi, 26 %. Quindi risulta una intelligibilità dei logatomi L_1, media delle medie, per il primo laringofono, di 24,4 %.

Dopo questa prova sul primo laringofono, fu compiuta una prima prova (quarto migliaio di logatomi trasmessi) sul circuito di riferimento; si ottennero i vari punti segnati in figura e, come media delle medie, il 48,4 % di intelligibilità dei logatomi (curva L_r). Le prove sul secondo laringofono (quinto migliaio di logatomi trasmessi) dettero i vari punti segnati in corrispondenza delle ascisse 4000-5000 e, come media, 33,1 %; e subito dopo (sesto migliaio di logatomi trasmessi) la prova sul sistema di riferimento dette la media di 56,3 % (curva L_r). Per extrapolazione ed interpolazione si possono quindi ricavare i valori di L_r in corrispondenza dei punti in cui furono compiute le prove sui laringofoni; si ottengono così per L_r i due valori 42,5 % e 52,5 %.

Allora per ciascuno dei punti di ascisse corrispondenti alle quattro prove si può calcolare il « coefficente di pratica sperimentale della squadra ». Dai valori di L_r (42,5; 48,4; 52,5; 56,3) si passa successivamente ai valori di S_r (68,0; 71,5; 76,0; 78,2) e poi a quelli di B_r (17,6; 19,0; 21,0; 22,0). Da questi, per rapporto al valore ideale $B_i = 0{,}54$, si ottengono i coefficenti di pratica sperimentale 0,32; 0,35; 0,38; 0,41 (curva c).

Com'è naturale, la pratica sperimentale della squadra va lentamente e regolarmente crescendo via via che aumenta il numero totale dei logatomi ricevuti.

Mediante i valori dei coefficenti c è quindi possibile calcolare i valori di « intelligibilità (corretta) dei logatomi » che, per ambedue i laringofoni, risultano intorno all'80 % (punti con asterisco nella figura 4). La piccola differenza fra i due valori è riprova, da una parte, dell'equivalenza tra i due laringofoni, dall'altra, dell'esattezza della valutazione del coefficente di pratica sperimentale della squadra nei due successivi momenti.

Una intelligibilità (corretta) dell'80 % significa che, rispetto alla trasmissione ideale sul sistema di riferimento (90 % di intelligibilità), quando si dà l'opportuno peso al grado di pratica sperimentale della squadra, si ha una diminuzione di soltanto il 10 % nell'uso dei laringofoni. Se ci si riferisce alla figura 3, si vede che una riduzione del 10 % nella intelligibilità equivale a dire che bastano spesso 20 phon di aumento nell'intensità del rumore disturbante per rendere conveniente l'uso del laringofono piuttosto che quello degli ordinari microfoni.

7. - La taratura oggettiva di un laringofono, benchè non dia indicazioni complete sull'intera trasmissione, a partire dai suoni emessi dalla laringe, è di grande importanza per il costruttore, perchè gli indica le

caratteristiche dell'apparecchio a sè stante, cioè del sistema di trasformazione meccanico-elettrico.

Il problema della taratura di un laringofono presenta quindi notevole interesse, anche perchè ha carattere di novità e di diversità rispetto alla taratura di microfoni; riguardo alle prove su laringofoni non vi sono nella letteratura notizie particolareggiate.

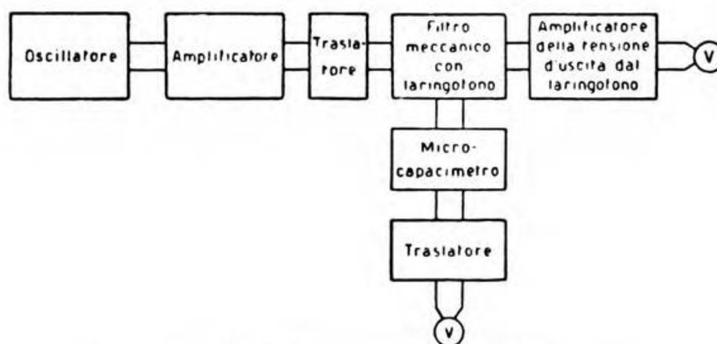


Fig. 10. — Costituzione schematica del dispositivo di taratura oggettiva dei laringofoni.

La determinazione del rapporto, caratteristico della trasformazione meccanico-elettrica, tra tensione resa all'uscita ed ampiezza della vibrazione applicata, per tutta una gamma di frequenze, può essere eseguita semplicemente rilevando l'andamento della tensione di uscita quando sia applicata una vibrazione, praticamente sinusoidale, di ampiezza costante per tutte le frequenze.

Per giungere alla determinazione suaccennata è stata attuata un'apparecchiatura, costituita schematicamente secondo la figura 10.

Le idee che hanno guidato alla concezione e attuazione dell'apparecchiatura sono principalmente: uso, come generatore di vibrazioni da applicare direttamente al laringofono in esame, della lama vibrante di un filtro elettromeccanico a frequenza variabile ([12]); controllo della costanza dell'ampiezza delle vibrazioni mediante un sistema a capacità, in corrispondenza del punto in cui il laringofono è applicato alla lama vibrante, e un dispositivo a modulazione di frequenza e rivelazione del tipo di quelli usati per la taratura « ad alta frequenza » dei microfoni ([13]).

Il vibratore elettromeccanico a frequenza variabile costituisce un ottimo generatore di vibrazioni con larghissime possibilità di variazioni nell'ampiezza e nella frequenza. Esso viene eccitato, attraverso un piccolo elettromagnete e un opportuno amplificatore di potenza, da un

([12]) Per il disegno costruttivo dell'apparecchio vedasi A. F., 1938, VII, p. 140.
([13]) Un esempio di tali schemi compare in A. F., 1938, VII, p. 480.

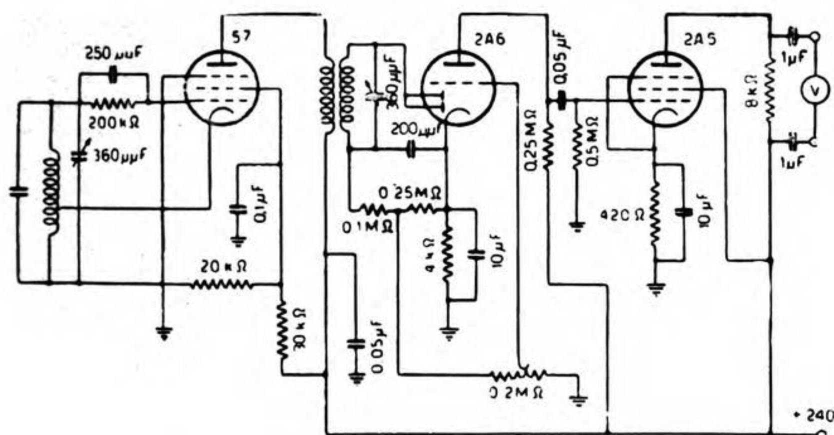


Fig. 11. — Schema elettrico del microcapacimetro.

oscillatore a battimenti che giunge fino a 10 000 Hz; in luogo del secondo magnete, usato per il prelievo della tensione secondaria nel caso del filtro elettromeccanico, si applica direttamente il laringofono.

Lo schema del generatore a radiofrequenza, col sistema di modulazione, rivelazione e amplificazione a bassa frequenza (che nell'insieme può essere anche considerato come un microcapacimetro) è presentato nella figura 11.

La figura 12 dà la curva di risonanza del circuito oscillatorio, in cui è inserita la capacità che la vibrazione fa variare col ritmo d'una frequenza acustica; e mostra come, essendo il punto di riposo (a vibrazione zero) in *A*, intorno ad esso si abbiano per un largo tratto condizioni di buona linearità.

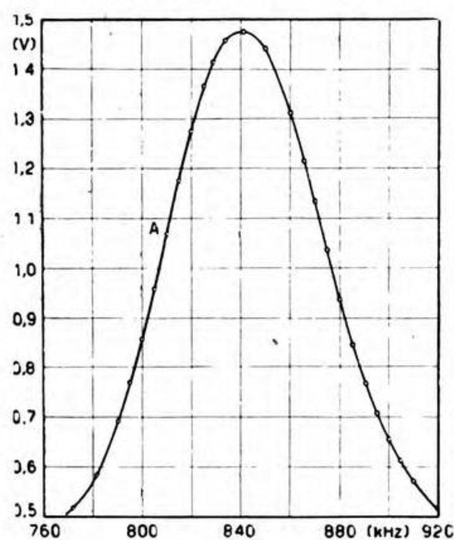


Fig. 12. — Curva di risonanza del circuito oscillatorio del microcapacimetro.

Mediante l'apparecchiatura descritta si sono rilevate le curve di risposta dei laringofoni precedentemente provati soggettivamente (figura 13): esse, poichè i punti

rilevati sono alquanto erratici a causa della costituzione stessa delle capsule a carbone, rappresentano un comportamento medio.

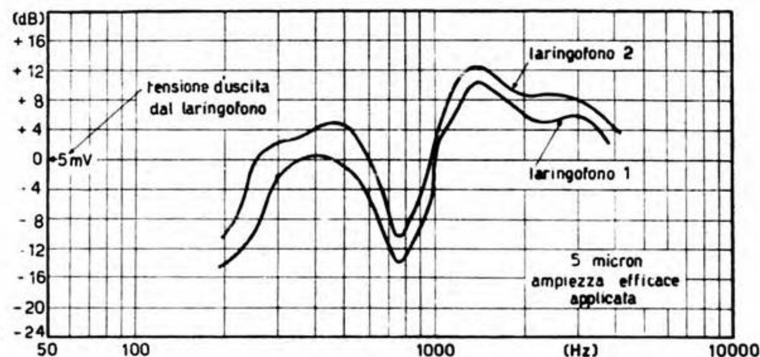


Fig. 13. — Curve di risposta di due laringofoni a carbone di produzione nazionale.

Nel caso invece di un laringofono a quarzo (figura 14) la curva di risposta si può rilevare con grande stabilità e si mantiene simile a sè stessa per diverse ampiezze di vibrazione applicata.

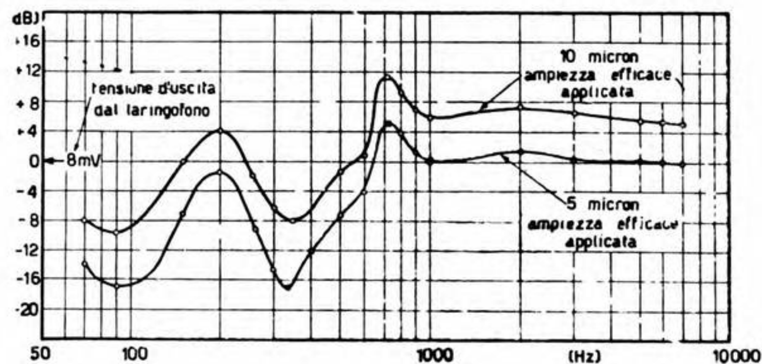


Fig. 14. — Curve di risposta di un laringofono a quarzo (per due diverse ampiezze delle vibrazioni applicate).

Il rilievo della curva di risposta in funzione della frequenza si può pertanto effettuare con buona stabilità e grande sensibilità, una volta curata l'attuazione e la rifinitura del dispositivo microcapacimetrico. La sinusoidalità della vibrazione applicata era verificata mediante osservazione all'oscillografo catodico della forma della tensione resa.

Volendo tarare in via assoluta un punto di riferimento della curva

di risposta, cioè volendo stabilire, ad una data frequenza, il rapporto effettivo fra tensione all'uscita del laringofono e ampiezza di vibrazione, si è ricorso a mezzi ottici [14].

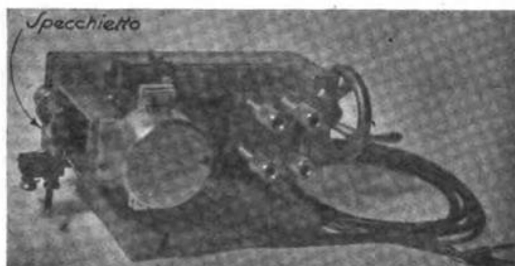


Fig. 15. — Particolare del dispositivo per la taratura assoluta dei laringofoni.

Incollato uno specchietto sull'estremità esterna della lama vibrante (fig. 15), la rotazione angolare, cui può assimilarsi il movimento dello

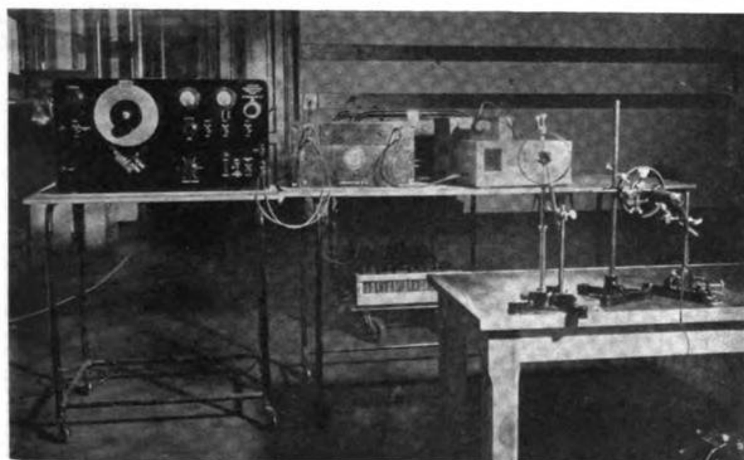


Fig. 16. — Insieme delle apparecchiature elettriche e ottiche per la taratura assoluta di laringofoni.

specchietto quando la lama vibra, si determina analogamente a come si procede nel caso di galvanometri a specchio (fig. 16). Conoscendo la

[14] Le prove furono eseguite presso il Reparto Illuminazione dell'I. E. N. diretto dal prof. Deaglio, che ringrazio vivamente.

distanza del punto di applicazione della vibrazione al laringofono dall'incastro della lama, si è ricavato un rapporto fra ampiezza (efficace) della vibrazione e tensione (efficace) all'uscita del microcapacimetro di 3,5 micron/volt.

Questo rapporto si manteneva costante (con scarti inferiori all'1 %) entro una vasta gamma di ampiezze (fino a circa 50 μ di ampiezza efficace di vibrazione). Tale rimarchevole costanza è una ottima riprova sia della linearità del microcapacimetro, sia del fatto che la vibrazione della lama avviene in condizioni assai soddisfacenti di linearità.

La sensibilità del sistema microcapacimetrico si manteneva di alcuni ordini di grandezza superiore al sistema di rilevamento ottico. In questo, infatti, una ampiezza (efficace) di vibrazione della lama di 3,5 μ portava a dover apprezzare il valore esatto della larghezza di un segno luminoso di 0,1 mm; nonostante un dispositivo di ingrandimento, tale apprezzamento era, col sistema ottico usato, affetto da incertezze del 10 % almeno.

Una tensione continua (raddrizzata) di 1 V all'uscita dal microcapacimetro poteva invece misurarsi con sensibilità migliori dell'1 %.

Pertanto il sistema ottico è bensì necessario per la determinazione, in un qualunque punto del funzionamento lineare, della costante di taratura del microcapacimetro; ma non si presta, a meno di dotarlo di più potenti mezzi di osservazione microscopica, per sostituire il microcapacimetro nella verifica di costanza dell'ampiezza di vibrazione, applicata al laringofono durante le prove.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

APPENDICE

Intelligibilità misurate e intelligibilità ideali.

Per tener conto del fatto che una squadra che esegue misure di intelligibilità, su un dato sistema di trasmissione, ottiene valori che vanno crescendo via via che la squadra stessa aumenta la sua pratica sperimentale, è stato stabilito un sistema di correzione dei dati rilevati, per riportarli a valori « ideali » tutti confrontabili fra loro, anche se ricavati da squadre diversamente esperte ed allenate.

Si assume come riferimento una « squadra ideale » capace di trasmettere una comune conversazione con una intelligibilità del 100 %; ad una tale intelligibilità di conversazione corrisponde una intelligibilità di sillabe senza significato (logatomi) più ridotta, ma che però sempre deve considerarsi la massima raggiungibile (90 %).

Nei casi pratici, una data squadra ottiene risultati molto inferiori a quelli ideali. Ma codesti risultati si possono correggere se si è avuta

l'avvertenza di tarare la squadra su un circuito di riferimento, sul quale si conoscano i valori che sarebbero raggiunti dalla squadra definita come ideale.

Per rendersi conto del modo di applicare il metodo, adottato in via provvisoria dal C. C. I. F. (15), conviene ricordare le definizioni dei vari

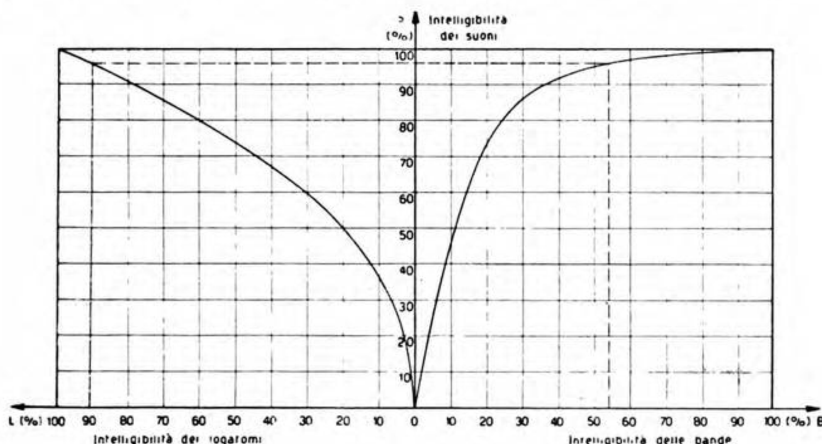


Fig. 17. — Relazioni grafiche fra « intelligibilità dei logatomi », « intelligibilità dei suoni » e « intelligibilità delle bande » (curve di Collard). I punti individuati con la costruzione grafica si riferiscono alla squadra ideale.

tipi di intelligibilità: dei logatomi (o articolazione), dei suoni, delle bande, e così via; e le relazioni che corrono fra esse.

La « intelligibilità dei logatomi » L è la percentuale dei logatomi ricevuti correttamente sul sistema dato da una certa squadra. La « intelligibilità dei suoni » S e quella « delle bande » B sono, analogamente, le percentuali di suoni individuali (singola vocale o singola consonante) o, rispettivamente, di bande di frequenza caratteristiche della parola, ricevute correttamente su un certo totale di emissioni eseguite.

Fra i tre tipi di intelligibilità valgono alcune relazioni numeriche, controllate sperimentalmente da Collard e che sono rappresentate graficamente nella figura 17.

Per calcolare la pratica sperimentale di una squadra qualsiasi, ci si riferisce, come si è detto, alla squadra ideale, per la quale la « intelligibilità ideale dei logatomi esperanto », sul « circuito di riferimento » ben determinato nella sua costituzione, è $L_i = 90\ \%$; e corrispondentemente la « intelligibilità ideale per i suoni » è $S_i = 96\ \%$ e la « intelligibilità ideale delle bande » è $B_i = 54\ \%$.

---

(15) C. C. I. F.: Libro Bianco, Kjöbenhavn, 1936, p. 329.

Il « coefficente di pratica sperimentale » di una squadra generica in confronto con la squadra ideale, è definito dal rapporto $c = \frac{B_r}{B_i} = \frac{B_r}{0{,}54}$, cioè da un po' meno della metà di B_r, dove B_r è appunto la « intelligibilità delle bande » che, per quella certa squadra in quel dato momento, risulta dalle prove di intelligibilità dei logatomi eseguite sul circuito di riferimento.

Le operazioni per effettuare la correzione di un dato risultato L sono, in totale, le seguenti.

Innanzi tutto occorre determinare il coefficente di pratica sperimentale della squadra che ha compiuto le misure. Ciò si ottiene facendo eseguire una prova, dalla stessa squadra, sul circuito di riferimento. Si ottiene un valore L_r dell'intelligibilità dei logatomi. Da questo L_r si passa, utilizzando le curve di figura 17, al corrispondente S_r e quindi al B_r. Si calcola allora $c = B_r/0{,}54$.

Una volta determinato il valore di c, si passa dal valore generico di L (sperimentale) a quello di S e da questo a quello di B (fig. 17); quindi, dividendo B per c, si ottiene il valore corretto B'; e, percorrendo in senso inverso i passaggi già descritti, si ricavano successivamente S' ed infine L' (che è il valore corretto finale che interessa).

APPLICAZIONE DELLA TEORIA DI CAUER AI FILTRI A SCALA CAMPBELL-ZOBEL

GIORGINA MADIA

Dopo aver richiamato i punti principali della teoria di Cauer sui filtri simmetrici, si considera un filtro a scala del tipo Campbell-Zobel, composto di n cellule eguali in serie, e si determinano le funzioni caratteristiche di impedenza e di attenuazione del filtro a traliccio equivalente. Si trova così che i poli e gli zeri della funzione caratteristica di attenuazione sono distribuiti come i coseni degli n angoli ottenuti sommando successivamente quelli che risultano dalla divisione in n parti uguali di una semicirconferenza.

1. - L'impostazione nuova data da Cauer nel 1931 al problema dei filtri elettrici (1) per correnti alternative, ha suscitato notevole interesse e numerosi sono ormai i lavori in cui la teoria di Cauer è stata sviluppata e semplificata, nell'intento di facilitare il calcolo e il progetto di un filtro che, con un numero minimo di elementi, risponda con un'approssimazione prestabilita alle condizioni ideali.

A differenza dei filtri Campbell-Zobel che vengono ottenuti disponendo in serie un certo numero di cellule, eguali o diverse, convenientemente scelte, il filtro Cauer è costituito da una sola cellula a traliccio i cui lati sono ottenuti mediante combinazioni più o meno complesse di induttanze e capacità.

Il numero di questi elementi, bobine e condensatori, varia a seconda del « grado di bontà » che si vuole ottenere dal filtro nei differenti casi pratici, cioè del grado di approssimazione alle condizioni di filtro ideale.

La caratteristica più interessante ed originale della teoria di Cauer è quella di ricondurre il calcolo di un filtro ad un problema di approssimazione, per risolvere il quale non è necessario conoscere a priori la struttura della cellula, ma al contrario, basta partire dai risultati che si vogliono ottenere, per ricavare gli elementi costitutivi della cellula filtrante.

---

(1) W. Cauer: Siebschaltungen - V. D. I. Verlag, Berlin, 1931.

Ci si può ora domandare se, esaminando alla luce della teoria di Cauer i risultati che normalmente si ottengono con il metodo di Zobel, non si possa ricavare qualche caratteristica interessante relativa al comportamento dei filtri Campbell-Zobel.

Si richiamano dunque nel seguito i punti principali della teoria di Cauer che serviranno per lo studio del comportamento di un filtro a scala del tipo Campbell-Zobel.

2. - Anzitutto, per il teorema di Campbell-Foster, ogni impedenza composta di elementi puramente reattivi può essere posta sotto la forma:

$$Z = K \frac{(\lambda^2 + \omega_1^2)(\lambda^2 + \omega_3^2) \dots (\lambda^2 + \omega_{2n-1}^2)}{(\lambda^2 + \omega_2^2)(\lambda^2 + \omega_4^2) \dots (\lambda^2 + \omega_{2n-2}^2)} \qquad [1]$$

essendo $\lambda = j\omega$, $K = k\lambda$ o $K = \frac{k}{\lambda}$, a seconda che per $\omega = 0$ l'impedenza si annulli o diventi infinita, k una costante positiva e le ω disposte in ordine crescente:

$$0 < \omega_1 < \omega_2 < \omega_3 < \dots < \omega_{2n-2} < \omega_{2n-1} < \infty .$$

Ne segue che ogni impedenza puramente reattiva e fisicamente attuabile ha necessariamente punti di zero (risonanze) e punti di infinito o poli (antirisonanze) che si susseguono, alternandosi, al crescere di ω.

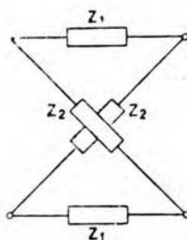


Fig. 1. — Quadripolo a traliccio.

Ora, un filtro simmetrico Cauer composto di elementi puramente reattivi, è costituito da un'unica cellula a traliccio i cui rami, in serie e derivato, sono formati da due gruppi di reattanze pure Z_1 e Z_2 disposte secondo lo schema di figura 1 e ognuna delle quali è rappresentabile con un'espressione della forma [1].

Si supponga il quadripolo chiuso su due resistenze pure R; perchè esso funzioni da filtro, deve presentare un'attenuazione minima per le frequenze comprese entro una certa banda e un'attenuazione molto elevata per le frequenze non comprese nella detta banda. Ovvero, esprimendo queste condizioni in funzione della costante di propagazione γ che, com'è noto, è data da:

$$e^{\gamma} = \frac{\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} + 1}{\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} - 1} ,$$

e in funzione dell'impedenza asintotica:

$$Z_c = \sqrt{Z_1 Z_2} ,$$

dev'essere $\gamma \simeq \infty$ nella banda *non passante* e γ immaginario puro nella banda *passante*. Ovvero, l'impedenza asintotica dev'essere reale nella banda passante e immaginaria nella banda non passante. Ciò equivale a dire che le condizioni sono:

$$\frac{Z_2}{Z_1} = 1 \quad \text{nella banda non passante,}$$

$$Z_1 Z_2 = R^2 \quad \text{nella banda passante;}$$

o anche, introducendo con Cauer le impedenze ridotte:

$$z_1 = \frac{Z_1}{R}, \qquad z_2 = \frac{Z_2}{R},$$

dev'essere:

[2] $$\frac{z_2}{z_1} = 1 \quad \text{nella banda non passante,}$$

$$z_1 z_2 = 1 \quad \text{nella banda passante.}$$

È evidente come le due condizioni [2] non possano essere soddisfatte contemporaneamente se non con una certa approssimazione. La condizione $z_1 z_2 \simeq 1$ nella banda passante mostra però che, anche con un'approssimazione grossolana, la funzione $z_1 z_2$ non può annullarsi o diventare infinita nella banda passante; in tale banda quindi gli zeri di z_1 devono coincidere coi poli di z_2 e viceversa. Allo stesso modo, poichè nella banda non passante dev'essere verificata la condizione $\frac{z_2}{z_1} \simeq 1$, in tale banda gli zeri e i poli di z_1 devono coincidere rispettivamente con gli zeri e i poli di z_2. Dunque, ponendo z_1 e z_2 sotto la forma [1], si ricava l'espressione che esse devono avere, tenendo conto che le frequenze di risonanza di z_1 che cadono nella banda passante devono essere frequenze di antirisonanza di z_2 e viceversa, mentre quelle di risonanza o di antirisonanza di z_1 che cadono nella banda non passante devono essere frequenze di risonanza o di antirisonanza rispettivamente anche per z_2. Cioè:

$$z_1 = \frac{k(\lambda^2+\omega_1^2)(\lambda^2+\omega_3^2)\dots(\lambda^2+\omega_{2n-1}^2)(\lambda^2+\omega_a^2)(\lambda^2+\omega_c^2)\dots}{\lambda(\lambda^2+\omega_2^2)(\lambda^2+\omega_4^2)\dots(\lambda^2+\omega_{2n}^2)(\lambda^2+\omega_b^2)(\lambda^2+\omega_d^2)\dots}$$

$$z_2 = \frac{k'\lambda(\lambda^2+\omega_2^2)(\lambda^2+\omega_4^2)\dots(\lambda^2+\omega_{2n}^2)(\lambda^2+\omega_a^2)(\lambda^2+\omega_c^2)\dots}{(\lambda^2+\omega_1^2)(\lambda^2+\omega_3^2)\dots(\lambda^2+\omega_{2n-1}^2)(\lambda^2+\omega_b^2)(\lambda^2+\omega_d^2)\dots}.$$

E allora le « funzioni caratteristiche » di Cauer $\sqrt{\frac{z_2}{z_1}}$ e $\sqrt{z_1 z_2}$ hanno la forma:

$$[3]\qquad \begin{aligned} \sqrt{\frac{z_2}{z_1}} &= \frac{k''\,\lambda\,(\lambda^2+\omega_2^2)\,(\lambda^2+\omega_4^2)\,\ldots\,(\lambda^2+\omega_{2n}^2)}{(\lambda^2+\omega_1^2)\,(\lambda^2+\omega_3^2)\,\ldots\,(\lambda^2+\omega_{2n-1}^2)} \\ \sqrt{z_1 z_2} &= \frac{k'''\,(\lambda^2+\omega_a^2)\,(\lambda^2+\omega_c^2)\,\ldots\,(\lambda^2+\omega_p^2)}{(\lambda^2+\omega_b^2)\,(\lambda^2+\omega_d^2)\,\ldots\,(\lambda^2+\omega_q^2)}\,, \end{aligned}$$

dove le ω_1, ω_2, ... cadono tutte nella banda passante, mentre le ω_a, ω_b, ... cadono tutte nella banda non passante.

Inoltre, alle frequenze limiti, la funzione $\frac{z_2}{z_1}$ deve cambiare di segno. Infatti, poichè nella banda passante si deve avere $z_1 z_2 \simeq 1$, z_1 e z_2, che sono immaginari puri, devono essere di segno contrario: cioè $\frac{z_2}{z_1} < 0$ mentre nella banda non passante $\frac{z_2}{z_1} \simeq 1 > 0$.

Ora, un cambiamento di segno della funzione razionale $\frac{z_2}{z_1}$ presuppone l'esistenza di un polo o di uno zero di z_1, che z_2 non possieda, o di z_2, che z_1 non possieda; e poichè z_1 e z_2 non possono avere che poli o zeri semplici, le funzioni $\sqrt{\frac{z_2}{z_1}}$ e $\sqrt{z_1 z_2}$ devono pure contenere un fattore irrazionale $\sqrt{\lambda^2+\omega_0^2}$ o $\frac{1}{\sqrt{\lambda^2+\omega_0^2}}$ per ogni frequenza limite $\omega_0/(2\pi)$.

3. - Si è ora in possesso di tutti gli elementi per costruire a priori le funzioni caratteristiche di un filtro Cauer. Il grado di approssimazione con cui le condizioni volute di funzionamento del filtro sono verificate, dipende dal numero di elementi, induttanze e condensatori, cioè dal numero di poli e di zeri, che vengono fissati, e inoltre dalla particolare distribuzione di poli e di zeri che le funzioni caratteristiche presentano nella banda passante e non passante, rispettivamente.

L'approssimazione può esser fissata come segue: detti ε e $\varkappa$ due numeri positivi prefissati, dev'essere, ad esempio, nel caso di un filtro passa-basso con frequenza limite $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$:

$$\log|z_1 z_2| < \varepsilon \quad \text{per} \quad \omega < \omega_0 - \varkappa$$
$$\log\left|\frac{z_2}{z_1}\right| < \varepsilon \quad \text{per} \quad \omega > \omega_0 + \varkappa\,.$$

L'approssimazione è tanto maggiore e quindi il filtro tanto più buono, quanto maggiore è il numero dei poli e degli zeri delle funzioni caratteristiche. Infatti, mentre un aumento del numero di zeri e di poli della funzione $\sqrt{\frac{z_2}{z_1}}$ nella banda passante, ha per effetto di rendere più vicine

le curve z_1 e z_2 nella banda attenuata e quindi di procurare in questa, con maggiore approssimazione, la condizione $\frac{z_2}{z_1} \simeq 1$, l'aumento dei poli e degli zeri della funzione $\sqrt{z_1 z_2}$ nella banda non passante, ha per effetto di rendere più vicine le curve z_1 e z_2 nella banda passante con conseguente miglioramento, in questa banda, dell'impedenza caratteristica (condizione $z_1 z_2 = 1$).

In base al numero di zeri e di poli delle due funzioni caratteristiche, Cauer ha quindi stabilito una classificazione dei filtri secondo la quale ad ogni classe viene a corrispondere una determinata approssimazione alle due condizioni [2]. Così, ad esempio, per un filtro passa-basso, si conclude che esso appartiene, per l'attenuazione, alla classe 2ν o $2\nu + 1$ se la funzione $\sqrt{\frac{z_2}{z_1}}$ ha ν o $\nu + 1$ zeri e ν poli nella banda passante e, per l'impedenza, alla classe $a_{2\mu}$, o $a_{2\mu} + 1$ se la funzione $\sqrt{z_1 z_2}$ ha nella banda non passante μ o $\mu + 1$ zeri e μ poli. In corrispondenza si dice che il filtro appartiene alla classe 2ν, $a_{2\mu}$ o $2\nu + 1$, $a_{2\mu+1}$.

Il problema si enuncia allora come segue.

La condizione di attenuazione nella banda non passante dà luogo ad una classe determinata di funzioni caratteristiche $\sqrt{\frac{z_2}{z_1}}$ con un minimo numero di parametri. La condizione di regolarità di impedenza nella banda passante dà luogo ad una classe determinata di funzioni caratteristiche $\sqrt{z_1 z_2}$ con un minimo numero di parametri. Dal prodotto e dal quoziente delle due funzioni caratteristiche si ricavano le due impedenze ridotte z_1 e z_2 che si presentano come funzioni razionali del tipo [1], ma col minimo numero di parametri.

Stabilito tale minimo numero di parametri, per la costruzione di z_1 e z_2 si può trovare ancora la migliore distribuzione di poli e di zeri, cioè la migliore forma di z_1 e z_2 che permetta di avvicinarsi ancor più, nei limiti imposti dalla classe scelta per le funzioni caratteristiche, alle condizioni di filtro ideale. Cauer risolve questo ultimo problema di approssimazione adoperando i metodi di Cebiceff e dà così una serie di tavole e di grafici da cui è possibile ricavare in definitiva i valori degli elementi costitutivi del filtro (2).

4. - Si consideri ora un filtro a scala Campbell-Zobel, composto di n cellule eguali, disposte in serie. Si consideri, ad esempio, un filtro di n cellule simmetriche a T, di elementi puramente reattivi e chiuso su

(2) Le tavole date da Cauer nel lavoro già citato sono di difficile interpretazione e utilizzazione. Assai più chiare sono quelle, accompagnate da esempi illustrativi, che si trovano in: E. GLOWATZKI: Entwurf und Beispiele symmetrischer Siebschaltungen nach der Methode von W. Cauer - E. N. T., 1933, X, p. 377.

due resistenze reali eguali entrambe ad R (fig. 2): ciascuna cellula ha l'impedenza caratteristica Z_c e la costante di propagazione γ. Le equazioni generali risultano:

$$V_0 = \cosh n\gamma V_1 + Z_c \operatorname{senh} n\gamma I_1$$

$$I_0 = \frac{1}{Z_c} \operatorname{senh} n\gamma V_1 + \cosh n\gamma I_1 ;$$

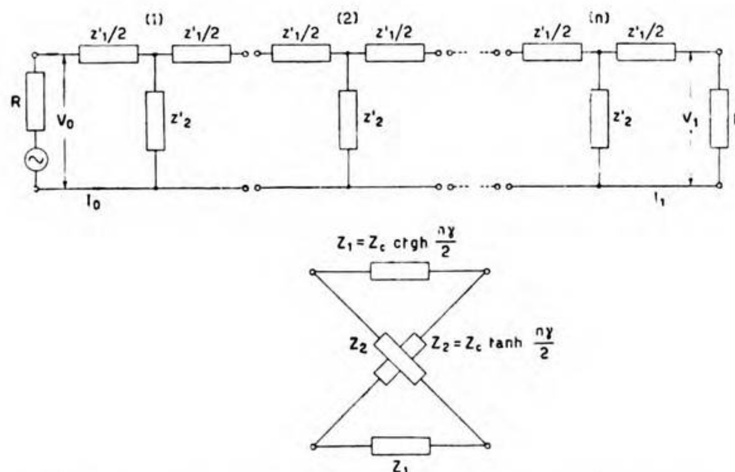


Fig. 2. — Filtro iterativo e quadripolo a traliccio equivalenti.

dove, per il caso considerato, se $\frac{1}{2} z'_1$ e z'_2 sono le impedenze rispettivamente longitudinale e trasversale della cellula a T, è:

$$\cosh \gamma = 1 + \frac{z'_1}{2 z'_2} .$$

Si ricava che le impedenze Z_1 e Z_2 di un quadripolo a traliccio equivalente alle n cellule in serie sono:

$$Z_1 = Z_c \operatorname{ctgh} \frac{n\gamma}{2}$$

[4]

$$Z_2 = Z_c \tanh \frac{n\gamma}{2} ,$$

e quindi le rispettive due impedenze ridotte:

[4']
$$z_1 = \frac{Z_1}{R} = \frac{Z_c}{R} \operatorname{ctgh} \frac{n\gamma}{2}$$
$$z_2 = \frac{Z_2}{R} = \frac{Z_c}{R} \tanh \frac{n\gamma}{2} .$$

Le due funzioni caratteristiche del filtro Cauer equivalente sono cioè:

$$\sqrt{\frac{z_2}{z_1}} = \tanh \frac{n\gamma}{2}$$
$$\sqrt{z_1 z_2} = \frac{Z_c}{R} = z_c .$$

Ora si è visto che i poli e gli zeri della funzione $\sqrt{\frac{z_2}{z_1}}$ devono alternarsi nella banda passante: essi corrispondono ai valori di ω per cui $\tanh \frac{n\gamma}{2}$ diventa rispettivamente uguale ad infinito e a zero. Cioè, per i poli:

$$\tanh \frac{n\gamma}{2} = \infty , \qquad \frac{n\gamma}{2} = j \frac{2k+1}{2} \pi ,$$
$$\gamma = j \frac{2k+1}{n} \pi , \qquad \cosh \gamma = \cos \frac{2k+1}{n} \pi ,$$

e per gli zeri:

$$\tanh \frac{n\gamma}{2} = 0 , \qquad \frac{n\gamma}{2} = jk\pi ,$$
$$\gamma = j \frac{2k\pi}{n} , \qquad \cosh \gamma = \cos \frac{2k}{n} \pi .$$

I poli e gli zeri della funzione caratteristica risultano dunque regolarmente distribuiti come i coseni degli n angoli ottenuti sommando successivamente quelli che risultano dalla divisione in n parti uguali di una semicirconferenza: essi si alternano essendo i poli corrispondenti agli angoli di ordine dispari, gli zeri a quelli di ordine pari.

Ne deriva una costruzione molto semplice e di carattere assolutamente generale per trovare gli zeri e i poli della funzione $\sqrt{\frac{z_2}{z_1}}$. Basta infatti tracciare nel piano degli assi coordinati ortogonali ω, y la funzione:

$$y = \cosh \gamma = 1 + \frac{z'_1}{2 z'_2} ,$$

e dividere in n parti eguali una semicirconferenza di raggio unitario che abbia il centro nell'origine. I valori di ω che corrispondono alle

ordinate di y, eguali ai coseni degli n angoli, ottenuti sommando successivamente quelli che risultano dalla divisione in n parti uguali della semicirconferenza, sono i poli e gli zeri della funzione caratteristica $\sqrt{\frac{z_2}{z_1}}$ (fig. 3).

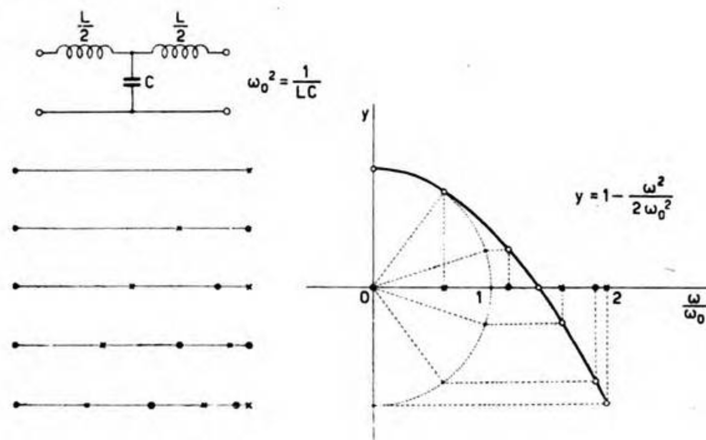


Fig. 3. — Costruzione grafica dei punti di risonanza (o) e di antirisonanza (×) in un filtro iterativo passa-basso, composto di n cellule eguali a T (con $n = 1, 2, 3, 4, 5$).

In quanto alla funzione caratteristica $\sqrt{z_1 z_2}$, essa è data da:

$$\sqrt{z_1 z_2} = \frac{Z_c}{R} = z_c \ ,$$

e coincide cioè con l'impedenza asintotica ridotta del filtro a T. I poli e gli zeri di questa funzione sono dunque gli stessi della funzione z_c.

Le frequenze limiti risultano quelle per cui la funzione $\frac{z_2}{z_1}$ cambia segno, cioè quelle che rendono nulla o infinita z_1 senza render tale z_2 e viceversa. Data la forma [4] o [4'] di tali impedenze, si vede dunque che le frequenze limiti devono necessariamente esser quelle che annullano z_c (o la rendono infinita nel caso di strutture a Π). Per queste frequenze è facile dimostrare che, se z_1, ad esempio, si annulla, z_2 tende a un limite finito o viceversa.

Per una struttura a T si ha infatti, com'è noto:

$$z_c = \sqrt{\frac{z'^2_1}{4} + z'_1 z'_2} \ ,$$

dove $\frac{1}{2} z'_1$ e z'_2 sono le impedenze dei rami in serie e derivato rispettivamente.

Per $z'_1 = 0$ o $\frac{z'_1}{4 z'_2} = -1$ risulta $z_c = 0$.

Ricordando che $\cosh \gamma = 1 + \frac{z'_1}{2 z'_2}$, consegue, nel primo caso:

$$\lim_{z'_1 \to 0} z_1 = \lim_{z'_1 \to 0} z_c \operatorname{ctgh} \frac{n\gamma}{2} = -j \frac{z'_2}{n}$$

$$\lim_{z'_1 \to 0} z_2 = \lim_{z'_1 \to 0} z_c \tanh \frac{n\gamma}{2} = jnz'_1 = 0 ,$$

mentre nel secondo:

$$\lim_{z'_1 \to -4 z'_2} z_1 = \lim_{z'_1 \to -4 z'_2} z_c \operatorname{ctgh} \frac{n\gamma}{2} = \sqrt{1 + \frac{z'_1}{4 z'_2}} = 0$$

$$\lim_{z'_1 \to -4 z'_2} z_2 = \lim_{z'_1 \to -4 z'_2} z_c \tanh \frac{n\gamma}{2} = -j \frac{\sqrt{z'_1 z'_2}}{n} .$$

5. - A seguito di queste considerazioni, si può affermare che, ai sensi della classificazione di Cauer, un filtro Zobel composto di n cellule eguali di struttura a T, appartiene alla classe $2\nu + 1 = n + 1$ se n è pari, e alla classe $2\nu = n + 1$ se n è dispari, per quanto riguarda la funzione di attenuazione; appartiene invece alla classe $a_{2\mu}$ della funzione impedenza $\sqrt{z_1 z_2}$, essendo μ il numero degli zeri o dei poli della funzione stessa $z_c = \sqrt{z_1 z_2} = \sqrt{\frac{z'^2_1}{4} + z'_1 z'_2}$, numero che è indipendente dal numero di cellule messe in serie, ma dipende esclusivamente dalla particolare struttura dei rami in serie e derivato di ogni cellula.

L'approssimazione alla condizione nella banda non passante $\frac{z_2}{z_1} = 1$ non può esser migliorata aumentando il numero delle cellule messe in serie; mentre la condizione $z_1 z_2 = 1$ nella banda passante, può esser verificata con maggior approssimazione solo complicando la struttura dei bracci in serie e derivato; o, ad esempio, come ha suggerito Zobel, terminando il filtro con una cellula o semi-cellula metaderivata. Questa terminazione ha appunto la proprietà di regolarizzare l'impedenza caratteristica del filtro nella banda passante, senza modificare il valore delle frequenze di taglio. Essa migliora contemporaneamente la curva di attenuazione nelle bande non passanti, dato che l'attenuazione assume un valore infinito per frequenze prossime alle frequenze limiti nella banda non passante.

TABELLA I.

Numero di cellule	$\sqrt{\frac{z_2}{z_1}} = \tanh \frac{n\gamma}{2}$	Zeri $\omega^2 = 2\,\omega_0^2 \left(1 - \cos \frac{2k+1}{n}\pi\right)$	Poli $\omega^2 = 2\,\omega_0^2 \left(1 - \cos \frac{2k}{n}\pi\right)$	Classe
1	$\frac{j\omega}{\sqrt{4\,\omega_0^2 - \omega^2}}$	0	$2\,\omega_0$	2
2	$\frac{j\omega\sqrt{4\,\omega_0^2 - \omega^2}}{2\,\omega_0^2 - \omega^2}$	$0 \;;\; 2\,\omega_0$	$\sqrt{2}\,\omega_0$	3
3	$\frac{j\omega\,(3\,\omega_0^2 - \omega^2)}{(\omega_0^2 - \omega^2)\sqrt{4\,\omega_0^2 - \omega^2}}$	$0 \;;\; \sqrt{3}\,\omega_0$	$\omega_0 \;;\; 2\,\omega_0$	4
4	$\frac{j\omega\,(2\,\omega_0^2 - \omega^2)\sqrt{4\,\omega_0^2 - \omega^2}}{[(2 - \sqrt{2})\,\omega_0^2 - \omega^2]\,[(2 + \sqrt{2})\,\omega_0^2 - \omega^2]}$	$0 \;;\; \sqrt{2}\,\omega_0 \;;\; 2\,\omega_0$	$\sqrt{2 - \sqrt{2}}\,\omega_0 \;;\; \sqrt{2 + \sqrt{2}}\,\omega_0$	5
5	$\frac{j\omega\left(\frac{5-\sqrt{5}}{2}\,\omega_0^2 - \omega^2\right)\left(\frac{5+\sqrt{5}}{2}\,\omega_0^2 - \omega^2\right)}{\left(\frac{3-\sqrt{5}}{2}\,\omega_0^2 - \omega^2\right)\left(\frac{3+\sqrt{5}}{2}\,\omega_0^2 - \omega^2\right)\sqrt{4\,\omega_0^2 - \omega^2}}$	$0 \;;\; \sqrt{\frac{5-\sqrt{5}}{2}}\,\omega_0 \;;\; \sqrt{\frac{5+\sqrt{5}}{2}}\,\omega_0$	$\sqrt{\frac{3-\sqrt{5}}{2}}\,\omega_0 \;;\; \sqrt{\frac{3+\sqrt{5}}{2}}\,\omega_0 \;;\; 2\omega_0$	6

6. - Con la riserva di dare in un secondo tempo lo studio particolareggiato delle particolari strutture che, corrispondentemente ad ogni classe di funzioni caratteristiche, soddisfano col minor numero di elementi all'approssimazione richiesta, vien qui trattato a titolo di esempio

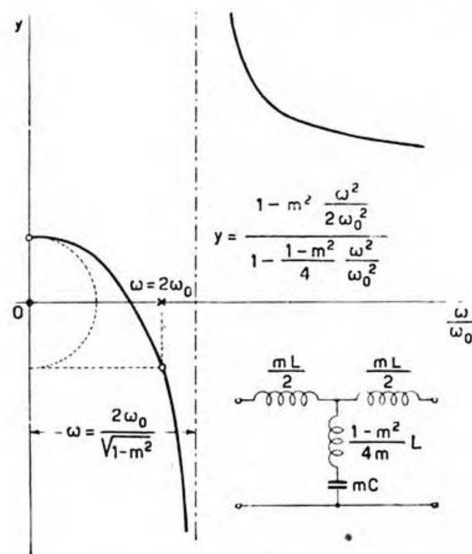


Fig. 4. — Punti di risonanza (o) e di antirisonanza (×) in un filtro passa-basso metaderivato dal filtro prototipo della figura 3.

il filtro passa-basso di tipo Zobel, composto di cellule a T del tipo più semplice e del tipo metaderivato.

Filtro passa-basso puramente reattivo composto di n cellule eguali prototipo a T.

$$\frac{z'_1}{2} = j\omega \frac{L}{2}, \quad z'_2 = \frac{1}{j\omega C}, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}, \quad \cosh \gamma = 1 - \frac{\omega^2}{2\,\omega_0^2}.$$

Impedenza caratteristica $z_c = \sqrt{\frac{z'^2_1}{4} + z'_1 z'_2} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2}{4\,\omega_0^2}}$,

classe α_1 (uno zero per $\omega = 2\,\omega_0$).

Funzione caratteristica di attenuazione $\sqrt{\frac{z_2}{z_1}}$: vedasi la tabella I.

Cellula metaderivata del filtro precedente.

Si consideri una cellula a T metaderivata dal filtro passa-basso prototipo a T, esaminato precedentemente. Le impedenze in serie e derivata della cellula sono rispettivamente (fig. 4):

$$z_s = \frac{m z'_1}{1 + \frac{z'_1}{4 z'_2}(1 - m^2)}, \qquad z_d = \frac{z'_2}{m},$$

dove m è un parametro minore dell'unità. Poichè anche qui si ha:

$$\cosh \gamma = 1 + \frac{z_s}{2 z_d},$$

si ricava, per il caso particolare in esame:

$$\cosh \gamma = 1 - \frac{\frac{m^2}{2}\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{1 - \frac{1 - m^2}{4}\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}.$$

La funzione caratteristica di attenuazione ha lo stesso numero di zeri e di poli della cellula prototipo: cioè uno zero per $\omega = 0$ e un polo per $\omega = 2\,\omega_0$. La sua classe non è quindi mutata così come non è mutata la classe dell'impedenza caratteristica a T.

Se però invece di considerare l'intera cellula, si considera una semicellula da usare come terminazione del filtro, si trova per l'impedenza a Π della semicellula e quindi per l'impedenza caratteristica del filtro così terminato:

$$\sqrt{z_1 z_2} = z_{m\Pi} = \sqrt{\frac{z'_1 z'_2}{1 + \frac{z'_1}{4 z'_2}}\left[1 + (1 - m^2)\frac{z'_1}{4 z'_2}\right]} =$$

$$= \sqrt{\frac{L}{C} \Big/ \left(1 - \frac{\omega^2}{4\,\omega_0^2}\right)\left[1 - (1 - m^2)\frac{\omega^2}{4\,\omega_0^2}\right]}.$$

La funzione caratteristica d'impedenza ha uno zero per $\omega = \frac{2}{\sqrt{1 - m^2}}\,\omega_0$ e un polo per $\omega = 2\,\omega_0$. Il numero d'ordine della sua classe aumenta dunque di un'unità rispetto a quella del filtro prototipo. Corrispondentemente, si ha un miglioramento dell'impedenza del filtro nella banda passante ([3]), mentre nella banda non passante la condizione $\frac{z_2}{z_1} = 1$ di filtro ideale si verifica esattamente per la pulsazione $\omega = \frac{2}{\sqrt{1 - m^2}}\,\omega_0$, assai prossima alla pulsazione limite, rendendo quindi più ripida la curva di attenuazione in vicinanza della frequenza di taglio.

Roma - Istituto Nazionale di Elettroacustica O. M. Corbino.

([3]) Massima regolarizzazione dell'impedenza per $m = 0{,}6$.

RECENSIONI

ABBREVIAZIONI DI TITOLI DI PERIODICI.

Abhandlg. Preuss. Akad. Wiss.: Abhandlungen der Preussischen Akademie der Wissenschaften – *Acta Pont. Acad. Sci.*: Acta Pontificiae Academiae Scientiarum – *A. E. G. Mitt.*: A. E. G. Mitteilungen – *A. F.*: Alta Frequenza – *Ann. de Phys.*: Annales de Physique – *Ann. der Phys.*: Annalen der Physik – *Ann. P. T. T.*: Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones – *Archiv f. Elektr.*: Archiv für Elektrotechnik – *A. T. M.*: Archiv für technisches Messen – *Atti R. Accad. Naz. Lincei*: Atti della Reale Accademia Nazionale dei Lincei – *Atti R. Accad. Sci. Torino*: Atti della Reale Accademia delle Scienze di Torino – *Atti R. Ist. Veneto*: Atti del Reale Istituto Veneto di Scienze, Lettere e Arti – *A. Z.*: Akustische Zeitschrift – *Bell Lab. Record*: Bell Laboratories Record – *Bell S. T. J.*: The Bell System Technical Journal – *Boll. R. T. R. E.*: Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito – *Boll. tecn. I. M. S. T.*: Bollettino tecnico dell'Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni – *B. S. J. Research*: Bureau of Standards Journal of Research – *Bull. S. F. E.*: Bulletin de la Société Française des Électriciens – *Bull. S. F. R.*: Bulletin de la Société Française Radio-Électrique – *Commentationes Pont. Acad. Sci.*: Commentationes Pontificiae Academiae Scientiarum – *C. R. Acad. Sci.*: Comptes rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des Sciences – *E. F. D.*: Europäischer Fernsprechdienst – *El. Comm.*: Electrical Communication – *El. Engng.*: Electrical Engineering – *El. J.*: The Electric Journal – *El. World*: Electrical World – *En. El.*: L'Energia Elettrica – *E. N. T.*: Elektrische Nachrichten-Technik – *Ericsson Rev.*: The L. M. Ericsson Review – *E. T. J.*: Electrotechnical Journal (of the Institute of Electrical Engineers of Japan) – *E. T. Z.*: Elektrotechnische Zeitschrift – *E. u. M.*: Elektrotechnik und Maschinenbau – *F. T. M.*: Funktechnische Monatshefte – *G. E. R.*: General Electric Review – *G. R. Experimenter*: The General Radio Experimenter – *H. F. Techn. u. El. Ak.*: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik – *J. A. S. A.*: The Journal of the Acoustical Society of America – *J. I. E. E.*: Journal of the Institution of Electrical Engineers – *J. I. E. E. Japan*: Journal of the Institution of

Electrical Engineers of Japan – *J. O. S. A.*: Journal of the Optical Society of America – *J. Phys.*: Le Journal de Physique et le Radium – *J. Research N. B. S.*: Journal of Research of the National Bureau of Standards – *J. Sci. Instr.*: Journal of Scientific Instruments – *J. S. M. P. E.*: Journal of the Society of Motion Picture Engineers – *J. Télécomm.*: Journal des Télécommunications – *J. télégr.*: Journal télégraphique – *L'Elettrot.*: L'Elettrotecnica – *Nippon El. Comm. Engng.*: Nippon Electrical Communication Engineering – *Onde Él.*: L'Onde Électrique – *Philips techn. R.*: Philips' Technische Rundschau – *Phil. Mag.*: The London, Edinburgh and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science – *Phys. Rev.*: The Physical Review – *Phys. Z.*: Physikalische Zeitschrift – *Phys. Z. Sowjetunion*: Physikalische Zeitschrift der Sowjetunion – *P. O. E. E. J.*: The Post Office Electrical Engineers' Journal – *Proc. I. R. E.*: Proceedings of the Institute of Radio Engineers – *Radio Engng.*: Radio Engineering – *Rass. P. T. T.*: Rassegna delle Poste, dei Telegrafi e dei Telefoni – *Rass. Radio*: Rassegna della Radio e Industrie affini – *R. C. A. Rev.*: R. C. A. Review – *R. C. R. Accad. Sci. Ist. Bologna*: Rendiconto delle sessioni della Reale Accademia delle Scienze dell'Istituto di Bologna – *R. C. R. Ist. Lombardo*: Rendiconti del Reale Istituto Lombardo di Scienze e Lettere – *Rep. Radio Res. Japan*: Reports of Radio Researches and Works in Japan – *Rev. d'Acoustique*: Revue d'Acoustique – *Rev. techn. Philips*: Revue Technique Philips – *R. G. E.*: Revue Générale de l'Électricité – *Riv. tecn. F. I.*: Rivista Tecnica delle Ferrovie Italiane – *R. S. I.*: Review of Scientific Instruments – *S. B. Preuss. Akad. Wiss.*: Sitzungsberichte der Preussischen Akademie der Wissenschaften – *Schalltechn.*: Die Schalltechnik – *Siemens Z.*: Siemens Zeitschrift – *Telefunken Ztg.*: Telefunken Zeitung – *T. F. T.*: Telegraphen- Fernsprech- und Funk--Technik – *Trans. A. I. E. E.*: Quarterly Transactions of the American Institute of Electrical Engineers – *V. D. I.*: Zeitschrift des Vereines Deutscher Ingenieure – *V. N. T. Siemens*: Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik – *W. E.*: The Wireless Engineer – *Wir. World*: Wireless World – *W. P. P. I. T.*: Wiadomosci i Prace Panstwowego Instytutu Telekomunikacyjnego – *Z. f. Phys.*: Zeitschrift für Physik – *Z. f. techn. Phys.*: Zeitschrift für technische Physik.

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

F. OLSON — **Microfoni a linea.** (Proc. I. R. E., luglio 1939, XXVII, 7, pag. 438-446, con 22 fig.).

Sono considerati numerosi sistemi direzionali collettori di suoni, in relazione con la loro maggiore efficacia rispetto ai sistemi non direzionali, nella soluzione di speciali problemi, come la riverberazione con la musica, l'innesco di oscillazioni nei sistemi rinforzatori di suoni, la rilevazione di voci a grande distanza.

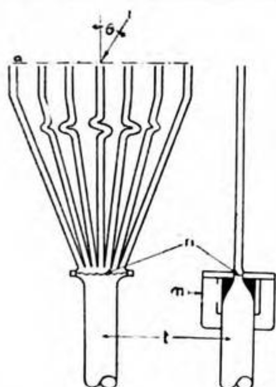


Fig. 1. — Microfono a linea con direttività utile normale all'asse della linea.

θ, angolo d'incidenza del suono; *a*, asse della linea; *i*, direzione del suono incidente; *m*, magnete; *n*, microfono a nastro; *r*, allungamento del cammino acustico; *t*, tubo smorzatore.

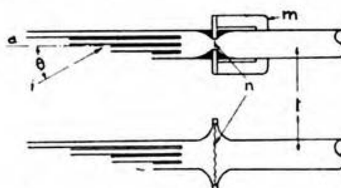


Fig. 2. — Microfono a linea con direttività utile lungo l'asse della linea.

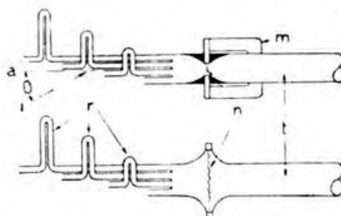


Fig. 3. — Microfono a linea con direttività utile lungo l'asse della linea. Questo microfono differisce da quello della figura 2 per il fatto che in ogni tubo piccolo è stato inserito un ritardo.

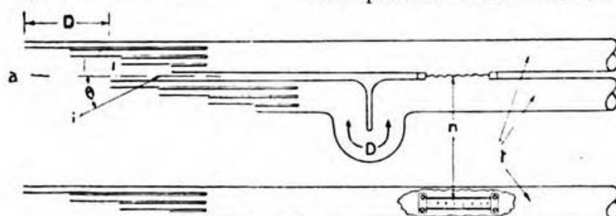


Fig. 4. — Microfono a linea con direttività utile lungo l'asse della linea. Questo microfono consiste di due linee del tipo mostrato nella figura 2, spostate di una distanza *D* lungo l'asse; nella linea più vicina all'elemento a nastro, che misura la differenza di pressione delle due linee, è inserita una curva che introduce un ritardo *D*.

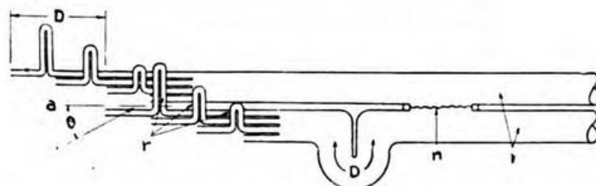


Fig. 5. — Microfono a linea con direttività utile lungo l'asse della linea. Questo microfono consiste di due linee del tipo mostrato nella figura 3, spostate di una distanza *D* lungo l'asse; nella linea più vicina all'elemento a nastro che misura la differenza di pressione delle due linee è inserita una curva che introduce un ritardo *D*.

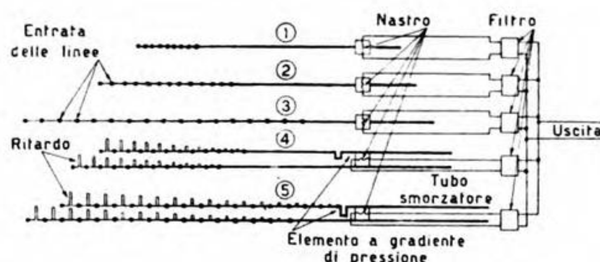


Fig. 6. — Microfono ultradirezionale a cinque unità. Le unità 1, 2 e 3 sono del tipo mostrato nella figura 2; le unità 4 e 5 sono del tipo mostrato nella figura 5.

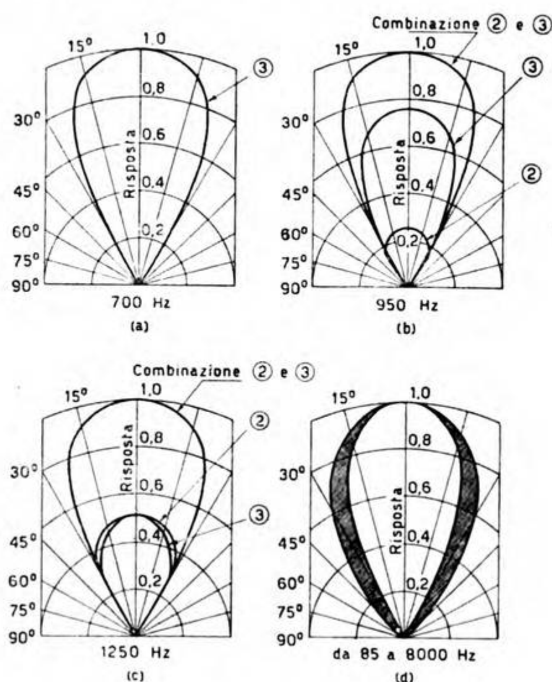


Fig. 7. — Con riferimento alla figura 6:

a) caratteristica direzionale del microfono a linea 3, a 700 Hz;
b) caratteristiche direzionali dei microfoni a linea 2 e 3, e caratteristica risultante, a 950 Hz;
c) caratteristiche direzionali dei microfoni a linea 2 e 3, e caratteristica risultante, a 1250 Hz;
d) caratteristica direzionale del microfono complessivo, per le bande di frequenze 85-8000 Hz.

Nei sistemi a linea qui considerati, il microfono consiste di un grande numero di piccoli tubi, connessi con un tubo più grande in un punto comune; quest'ultimo tubo a sua volta è connesso all'elemento a nastro del microfono e termina in un tubo avente una resistenza acustica eguale alla resistenza di entrata risultante dei piccoli tubi. Opportune anse inserite nei singoli tubi aumentano i rispettivi cammini acustici delle quantità volute.

Esaminata l'azione di un sistema di linee (tubi sonori), in relazione con l'uso nei microfoni a linea, si trova che, per gli scopi pratici, l'uscita dei diversi tubi costituenti il sistema può essere sommata vettorialmente. Si descrive allora un microfono a linea, con direttività utile normale all'asse della linea (fig. 1) e se ne dà la caratteristica direzionale come una funzione del rapporto della lunghezza della linea alla lunghezza d'onda.

Sono poi trattati i seguenti tipi di microfoni con direttività utile lungo l'asse della linea: a linea semplice (fig. 2), a linea con ritardo progressivo (fig. 3), a due linee semplici con l'elemento a nastro sensibile alla differenza di pressione delle due linee (fig. 4), a due linee con ritardo progressivo e con l'elemento a nastro sensibile alla differenza di pressione delle due linee (fig. 5). Di tutti i tipi vengono date le caratteristiche direzionali in funzione del rapporto della lunghezza della linea alla lunghezza d'onda.

L'utilità pratica di un microfono con piccolo angolo di ricezione è notevole, specialmente nelle registrazioni per pellicole sonore, per televisione e in alcuni tipi particolari di radiodiffusioni circolari, per cui linee acustiche considerate sembrerebbero risolvere bene il problema, specialmente dal punto di vista delle dimensioni e della trasportabilità, se però la caratteristica direzionale fosse indipendente dalla frequenza.

Per soddisfare a questo requisito, che nessuno dei microfoni prima considerati presenta, l'autore sviluppa un tipo di microfono, che chiama « ultradirezionale », costituito da cinque unità separate, ognuna delle quali copre una certa banda di frequenza.



Fig. 8. — Microfono ultradirezionale.

Tale microfono è formato con tre unità del tipo a linea semplice e con due del tipo a due linee con ritardo progressivo e con l'elemento a nastro sensibile alla differenza di pressione delle due linee. Come è visibile nella figura 6, ogni unità è separata dall'uscita comune da un filtro che ne delimita la banda di funzionamento. Di questo microfono si dà la caratteristica di risposta e si illustra il principio seguito per ottenere

una caratteristica direzionale uniforme fra 85 e 8000 Hz (fig. 7). Esso è riprodotto nella figura 8; la sua lunghezza è di circa 3 m. *G. Pr.*

AMPLIFICATORI.

F. E. TERMAN, R. R. BUSS, W. R. HEWLETT e F. C. CAHILL — **Applicazioni della reazione negativa con particolare riguardo agli apparati di laboratorio.** (Proc. I. R. E., ottobre 1939, XXVII, 10, pag. 649-655, con 10 fig.).

È noto che l'applicazione della reazione negativa ad un intero amplificatore, piuttosto che al solo stadio finale, migliora le curve di risposta di ampiezza e di fase, assicura la stabilità dell'amplificazione, riduce la distorsione. Come esempio di ciò che può essere ottenuto, viene data la descrizione di due amplificatori ad audiofrequenza a due stadi con reazione negativa, uno accoppiato ad una termocoppia nel vuoto, in modo da costituire un ottimo voltmetro a lettura diretta, l'altro per uso generale con un'amplificazione massima di 50.

Si sa per altro che non è questo il solo caso in cui si può vantaggiosamente usare la reazione negativa, specialmente in apparati di laboratorio, e viene quindi considerata l'applicazione di essa:

a) nei normali oscillatori per uso di laboratorio, allo scopo di ridurre la distorsione di uscita (la complicazione derivante dal fatto che l'impedenza di carico dell'oscillatore può variare, a seconda delle condizioni di uso, dal corto circuito al circuito aperto, viene risolta con l'artificio di dissipare una parte della potenza di uscita su di una resistenza);

b) negli amplificatori accordati a radiofrequenza, allo scopo di far dipendere l'amplificazione soltanto dal circuito accordato e renderla indipendente dal tubo e dalle tensioni di alimentazione, ciò che può essere utile in apparati misuratori di intensità di campo;

c) negli oscillatori ad ampiezza stabilizzata, con lo scopo di migliorare la forma d'onda ed ottenere una più alta stabilità di frequenza;

d) negli oscillatori a resistenza e capacità, dove la reazione negativa permette di raggiungere una oscillazione sinoidale, come se si fosse introdotta una induttanza.

Viene poi descritto con abbondanza di particolari l'uso della reazione negativa per ottenere elevate selettività; per questo scopo gli autori indicano due metodi.

Un primo metodo, al fine di ottenere una resistenza negativa stabile, da adoperare a scopi di rigenerazione in parallelo a risuonatori o a scopo di migliorare il rapporto delle impedenze per corrente alternata e per corrente continua in diodi rivelatori, ed eliminare così una delle loro principali cause di distorsione.

Un secondo metodo, in cui viene applicata ad un amplificatore, usando una rete avente una caratteristica di trasmissione dipendente

dalla frequenza. Un esempio di applicazione di quest'ultimo metodo viene indicato per la costruzione di un analizzatore d'onda.

[*Per quanto riguarda l'uso di reazione negativa allo scopo di aumentare la selettività senza ridurre la stabilità, gli autori non mostrano di conoscere che ambedue i metodi da loro considerati erano stati in precedenza proposti e discussi dal Vecchiacchi* (1). — n. d. r.] *G. Pr.*

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

I. Ranzi — **Frequenze critiche ionosferiche osservate a Roma dal dicembre 1938 al settembre 1939.** (Ricerca Scientifica, ottobre 1939, X, 10, pag. 926-929, con 8 fig.).

Vengono riferiti i risultati delle registrazioni di frequenze critiche, eseguite presso l'Istituto Nazionale di Geofisica in Roma e già iniziate al principio del 1938 (2). Data l'estensione della gamma di frequenze usata (5,5-10 MHz), la determinazione delle frequenze critiche è stata possibile soltanto per la regione F_2, ed alcuni grafici dànno l'andamento mensile dei loro valori medi, essendosi esclusi dal computo di questi i giorni perturbati da forti tempeste ionosferiche.

Il confronto tra i risultati ottenuti e quelli ricavati a Washington (3) permette di accertare l'esistenza di un effetto di longitudine per la regione F_2 (le frequenze critiche a Roma sono sensibilmente superiori a quelle osservate a Washington) ed inoltre di raffrontare in maniera abbastanza precisa l'evoluzione delle medesime tempeste ionosferiche osservate nelle due località.

Seguono infine alcuni risultati delle osservazioni di riflessioni dalla così detta regione E sporadica, costituita da nubi elettroniche localizzate ad un'altezza di poco inferiore a quella della regione E. *T. V.*

A. W. Friend e R. C. Colwell — **Altezza delle regioni riflettenti nella troposfera.** (Proc. I. R. E., ottobre 1939, XXVII, 10, pag. 626-634, con 10 fig.).

A seguito di studi precedenti (4) e continuando le osservazioni sulle regioni più basse della ionosfera, si son potute constatare con maggior frequenza riflessioni dal cosidetto strato D, già osservate occasionalmente nell'estate del 1935. Tale strato si trova ad un'altezza variabile fra 25 e 50 km.

Con l'uso di un trasmettitore ad impulsi di durata compresa fra 4 e 10 μs e di un adatto ricevitore supereterodina a larga banda (0,6 MHz),

(1) A. F., 1937, VI, p. 351 e 435.
(2) Ricerca Scientifica, 1938, IX-II, p. 258; 1939, X, p. 32.
(3) T. R. Gilliland, S. S. Kirby e N. Smith: Proc. I. R. E., 1938, XXVI; 1939, XXVII (in ogni fascicolo).
(4) Proc. I. R. E., 1937, XXV, p. 1531; A. F., 1938, VII, p. 480.

collegato ad un oscilloscopio avente un asse dei tempi ad elevata velocità (450 m/s), si è poi osservato che ad un'altezza intorno a 2 km avvengono forti riflessioni troposferiche, con coefficiente di riflessione di $10^{-3} \div 10^{-5}$. Nell'estate del 1938 la regione corrispondente a queste riflessioni, indicata con la lettera C, si trovava ad un'altezza di circa 1,8 km. Si ritiene che la maggior parte di queste riflessioni avvengano ai limiti di masse di aria o di altre simili discontinuità. Dalle osservazioni compiute è inoltre risultato che l'altezza di questa regione dipende dalle condizioni atmosferiche, ed è sensibile alle tempeste magnetiche e al ciclo delle macchie solari. *G. Pr.*

GENERATORI, OSCILLATORI, TRASMETTITORI.

W. B. LODGE — **Scelta dell'ubicazione di un trasmettitore per radiodiffusione.** (Proc. I. R. E., ottobre 1939, XXVII, 10, pag. 621-626, con 7 fig.).

Il problema della scelta di un'ubicazione opportuna per un trasmettitore di radiodiffusione deve essere risolto caso per caso e non si presta a considerazioni di carattere generale, data la varietà dei fattori in giuoco, la cui importanza relativa dipende dal caso particolare che si considera.

Il primo requisito a cui si deve soddisfare è la necessità di produrre, in tutta l'area da servire, una sufficiente intensità di campo, la quale può variare da 0,5 mV/m nelle zone rurali a 25-100 mV/m e più nel centro di grandi agglomerati industriali. È consigliabile tuttavia, per non impedire o disturbare la ricezione delle altre stazioni da parte di comuni apparecchi non molto selettivi, di rendere minima l'estensione della zona di intensità uguale o superiore a 25 mV/m.

L'attenuazione del segnale nelle diverse direzioni aumenta con la distanza e con la frequenza e dipende, in grado assai notevole, dalla conducibilità del terreno attraversato; l'andamento dell'intensità di campo nell'area interessata può essere previsto mediante un apposito trasmettitore di prova o, meglio, usufruendo di stazioni già esistenti.

La scelta della località può essere limitata dal fatto di dover usare un'antenna direttiva o dall'esistenza, nei dintorni, di linee d'aviazione o di aeroporti con relativi radiofari. Sono poi da prendere in esame altre condizioni, quali l'accessibilità, il rifornimento di energia e di acqua, la vicinanza di altre stazioni trasmittenti, la possibilità di usufruire di linee telefoniche, e così via.

Vengono riferiti in proposito due interessanti esempi di ricollocamento di stazioni radiotrasmittenti.

Il primo riguarda la WEEI di Boston, la quale, malgrado il vantaggio della bassa frequenza (590 kHz), non riusciva a fornire 10 mV/m ad aree popolate con più di 2000 abitanti/km², data l'estremamente bassa conduttività del suolo ($1,8 \times 10^{-3}$ S/m). Col traslocare la stazione in un punto più favorevole si è ottenuto di allargare molto la zona servita

con almeno 10 mV/m, senza per questo disturbare i 90 000 ascoltatori che, data la vicinanza della nuova stazione ad aree densamente abitate, sono venuti a trovarsi entro il campo di oltre 250 mV/m.

Il secondo esempio è quello della KNX in California, interessante perchè il ricollocamento della stazione è stato fatto utilizzando la maggiore conduttività della zona costiera (grazie alla presenza di acqua salata), che è di 25×10^{-3} S/m di fronte a 4×10^{-3} S/m del retroterra. Spostando la stazione a sud di una catena di alture e ad ovest verso l'Oceano, l'area di 10 mV/m è passata da 4950 a 7800 km², col risultato di servire 410 000 ascoltatori in più dei precedenti.

In ambedue i casi i valori dell'attenuazione sono stati previsti usufruendo di stazioni già esistenti nella zona, ottenendo poi risultati assai prossimi a quelli forniti dalle misure di collaudo. *F. C.*

L. S. Nergaard — **Analisi teorica del funzionamento di trasmettitori per televisione che generano una sola banda laterale.** (Proc. I. R. E., ottobre 1939, XXVII, 10, pag. 666-677, con 10 fig.).

Nei trasmettitori per televisione si incontrano notevoli difficoltà quando si vogliono ottenere rilevanti potenze di uscita. Infatti, per assicurare una banda di frequenza sufficiente, è necessario che il circuito risonante finale abbia una resistenza in parallelo piccola rispetto alla capacità di accordo; i tubi finali devono allora fornire correnti oscillanti molto intense con tensioni relativamente basse, e devono quindi avere una emissione molto forte con capacità non troppo grande di uscita. Combinando tutte queste limitazioni e tenendo presenti le possibilità offerte dalla tecnica attuale, si trova che è molto difficile costruire trasmettitori con potenza di uscita superiore a qualche kilowatt. Per girare in parte questa difficoltà è stato proposto di disaccordare il circuito risonante d'uscita favorendo una banda laterale a spese dell'altra; dovrebbe così essere possibile, al limite, trasmettere una data banda di frequenza con un circuito finale avente smorzamento metà, cioè resistenza in parallelo doppia di quella necessaria alla trasmissione con due bande simmetriche. Viene qui analizzato questo modo di funzionamento.

Lo studio s'inizia con l'analisi del comportamento in regime transitorio della rete, giungendo, nel caso in cui si applichino al circuito segnali rettangolari, alle seguenti conclusioni:

a) il periodo iniziale di formazione del segnale è indipendente dal disaccordo; essendo il valore finale più piccolo per circuito disaccordato che per circuito simmetrico, il tempo necessario a raggiungere una determinata frazione del valore finale diminuisce aumentando il disaccordo;

b) per disaccordi forti la risposta tende inizialmente ad essere oscillatoria;

c) il periodo di estinzione (fine del rettangolo) non è influenzato dal disaccordo, essendo regolato dallo smorzamento delle oscillazioni libere del circuito.

Si studia poi il comportamento degli stadi finali, quando lavorano con circuito disaccordato, tenendo presenti le relative limitazioni di funzionamento. Risulta che con circuito disaccordato si ha una grande riduzione della potenza di uscita, la quale può essere compensata soltanto in piccola parte dall'aumento di resistenza in parallelo consentito dalla maggiore rapidità di formazione dei segnali. In conclusione, per avere, con date condizioni, il massimo rendimento, è necessario accordare il circuito di uscita; qualsiasi tentativo di guadagnare in estensione della banda trasmessa o in potenza di uscita disaccordando tale circuito, porta a risultati opposti.

Non è stata fatta un'analisi del caso in cui il circuito finale sia a filtro di banda, perchè i vari dispositivi adoperati differiscono troppo tra loro per consentire una ricerca generale. *G. C.*

LINEE E CONDUTTURE.

L. S. Nergaard e B. Salzberg — **Impedenza di risonanza di linee di trasmissione.** (Proc. I. R. E., settembre 1939, XXVII, 9, pag. 579-584, con 2 fig.).

Solitamente, nel calcolare l'impedenza di un circuito risonante formato da una capacità derivata all'ingresso di una linea, si trascura, specie alle frequenze molto elevate, la parte immaginaria dell'impedenza caratteristica della linea. Il lavoro è dedicato a dimostrare che tale approssimazione non è sempre lecita, ed a calcolare con maggiore esattezza la detta impedenza, sia nel caso in cui la linea è aperta, sia nel caso in cui è chiusa in corto circuito. Risulta che il massimo assoluto di detta impedenza si presenta quando la linea è lunga praticamente un numero intero di quarti di lunghezza d'onda e la capacità è zero. Trascurando la componente immaginaria dell'impedenza, si trova invece che il massimo predetto corrisponde ad una lunghezza, della linea, minore di quella ora indicata.

Una verifica sperimentale eseguita su una linea di trasmissione costituita da due conduttori di rame, paralleli, del diametro di circa 0,95 cm, e distanziati di circa 1,88 cm, e su una linea di conduttori di acciaio delle stesse dimensioni ha confermato i risultati teorici. *G. Pr.*

MISURE.

K. Spangenberg e W. Palmer — **Dispositivo a variazione di fase per la determinazione rapida delle caratteristiche di amplificatori ad audiofrequenza.** (Proc. I. R. E., settembre 1939, XXVII, 9, pag. 555-558, con 5 fig.).

Mediante l'uso di un oscillatore a battimenti, di un oscillografo a raggi catodici e di una opportuna rete che introduce una variazione di

fase di 45°, si può determinare rapidamente il valore della frequenza per la quale l'amplificazione di uno stadio a resistenza e capacità si riduce al 70,7 % del valore massimo. Se la variazione di fase introdotta è di 90°, si possono determinare in modo analogo anche altre frequenze caratteristiche di amplificatori ad accoppiamento a trasformatore.

La rete per variare di 45° la fase è costituita da 8 cellule a ponte, simmetriche, in serie con una resistenza elevata; la variazione di 90° viene semplicemente ottenuta prelevando la tensione ai capi di un condensatore in serie con una grande resistenza.

[*Il metodo non sembra presentare molta importanza pratica, perchè determina i valori di frequenza per cui la differenza di fase tra l'entrata e l'uscita è di 45° o 90°, e quindi dà informazioni soltanto approssimate sul valore dell'amplificazione, e perchè l'apparecchiatura necessaria alla misura diretta secondo la pratica abituale appare più semplice e maneggevole.* — n. d. r.] *G. Pr.*

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

H. A. Chinn e R. A. Bradley — **Gli studi del "Columbia Broadcasting System" a Hollywood.** (Proc. I. R. E., luglio 1939, XXVII, 7, pag. 421-428, con 9 fig.).

Il centro di radiodiffusione del C. B. S. inaugurato a Hollywood nell'aprile 1938, sede della stazione KNX e quartier generale della rete costiera dell'ovest, presenta molte particolarità interessanti, specialmente sotto l'aspetto costruttivo architettonico, per i perfezionamenti acustici e d'illuminazione, e dal punto di vista dei sistemi ad audiofrequenza.

La stazione è divisa in due fabbricati. Il principale di questi ospita uno studio con auditorium capace di 1040 persone, sette studi regolari (di cui tre con camere d'osservazione per visitatori), una camera di controllo generale, due camere di audizione, una di spiegazione e dimostrazione, due di riverberazione, una di registrazione, una per trasmissione ad altissime frequenze, un laboratorio e settanta uffici.

Gli interni sono isolati acusticamente con l'uso di un opportuno intonaco; un particolare nuovo e interessante è l'inclinazione delle pareti degli studi, la quale contribuisce alla eliminazione degli echi (fig. 1); l'isolamento di ogni studio è completato sospendendo la camera interna all'intelaiatura dell'edificio mediante supporti flessibili.

Prima di eseguire la costruzione furono fatti numerosi modelli al vero di due studi e delle camere di controllo. Fra l'altro si è voluto conseguire una perfetta reciproca visibilità fra studio e camera relativa (fig. 1).

Ogni studio è indipendente; i particolari del complesso ad audiofrequenza sono all'incirca quelli già esposti altra volta [1]. È di notevole

[1] H. A. Chinn: Proc. I. R. E., 1939, XXVII, p. 83; A. F., 1939, VIII, p. 413.

interesse la chiave di linea a due vie, la cui manovra permette comunicazioni fra studio e camera di controllo, audizione contemporanea da questa e dallo studio della trasmissione precedente, connessione diretta fra studio e linea uscente.



Fig. 1. — La camera di controllo e l'area microfonica dello studio 2 KNX. La posizione della camera rispetto allo studio e l'angolo delle finestre di osservazione permettono la vista libera di tutto lo studio dalla camera.

La caratteristica di frequenza di un canale completo di studio (dal microfono ai preamplificatori compresi) è uniforme entro 1,5 dB del valore a 1000 Hz; la distorsione armonica a 400 Hz è minore di 0,2 %; il rapporto segnale-rumore è di 60 dB all'incirca.

Le linee uscenti sono complessivamente 8; la camera di controllo effettua lo smistamento dei programmi di 18 sorgenti diverse; è possibile il collegamento di tre canali con una qualunque delle 48 linee di programma della zona di Los Angeles. La distribuzione viene effettuata comandando successivi preselettori, selettori, relè con relative segnalazioni luminose; a tale scopo serve pure un quadro di distribuzione che permette di comunicare telefonicamente coi vari reparti della stazione e con le diverse sorgenti di programmi. Da segnalare è la flessibilità del sistema di commutazione di uscita: uno studio qualunque può essere commutato da una ad altra linea senza interrompere la trasmissione, come pure può essere staccato senza disturbare gli altri studi.

Nello sviluppo del progetto è stata ampiamente prevista la eventualità di ulteriori ampliamenti della stazione. *F. C.*

W. H. DOHERTY e O. W. TOWNER — **Stazione radiofonica da 50 kW con amplificatore Doherty, progettata per ampliamento a 500 kW.** (Proc. I. R. E., settembre 1939, XXVII, 9, pag. 531-534, con 8 fig.).

La stazione WHAS di Louisville, nel Kentucky, è di interesse sia economico che tecnico, perchè adopera per la prima volta negli Stati Uniti d'America un trasmettitore equipaggiato con l'amplificatore Doherty ad alto rendimento. Su onda di 366 m (820 kHz) tale stazione irradia attualmente, da un'antenna per mezz'onda, una potenza di 50 kW; tuttavia l'apparato trasmittente è progettato per eccitare un amplificatore da 500 kW, e a tale scopo è stato provveduto lo spazio necessario per l'ampliamento della stazione.

Tanto l'attuale amplificatore da 50 kW quanto quello previsto per 500 kW sono del tipo Doherty, a due tubi in parallelo (1); essi permettono un rendimento del 60 %, di fronte a quello del 33 % degli usuali amplificatori lineari di potenza; in conseguenza, già per la potenza di 50 kW, si calcola un risparmio annuale di 6000 dollari. La richiesta differenza di fase di 90° tra le tensioni eccitatrici delle due griglie può essere facilmente regolata, col trasmettitore in funzione, per mezzo di un oscillografo a raggi catodici. Notevole è l'ampio uso della reazione negativa negli stadi amplificatori allo scopo di ridurre distorsioni e rumori.

La potenza necessaria è fornita da tre linee, di cui una fa capo a un trasformatore di riserva; dalla sottostazione l'energia è distribuita in cavi. Sono utilizzati ora due trasformatori, da 382 kVA ciascuno, per l'alimentazione del raddrizzatore ad alta tensione; un terzo sarà aggiunto con l'entrata in funzionamento dell'amplificatore da 500 kW.

Vengono accennati alcuni particolari dei sistemi di raffreddamento e di filtrazione. Il riscaldamento dell'edificio si effettua mediante l'acqua di raffreddamento dei tubi, la quale, nei punti dove è richiesto l'isolamento, circola in tubi di porcellana anzichè di gomma.

L'antenna è eccitata in derivazione; la linea di trasmissione, aerea, è concentrica, con diametro di 15 cm; due linee, connesse in parallelo con la principale, l'una di un quarto d'onda e l'altra di un dodicesimo d'onda, provvedono alla soppressione rispettivamente delle armoniche pari e della terza armonica. Per ottenere la capacità necessaria ad accordare l'antenna, la linea di connessione tra antenna e linea di trasmissione è formata da quattro conduttori, di cui i due esterni connessi alla linea e i due interni alla torre.

L'intensità di campo alla distanza di 1600 m è di 1718 mV/m con una potenza di entrata nell'antenna di 50 kW. *F. C.*

---

(1) Proc. I. R. E., 1936, XXIV, p. 1163; A. F., 1937, VI, p. 260.

CRONACA TECNICA

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

Sovente accade di dover provvedere all'amplificazione di suoni, ma il problema, fondamentalmente sempre lo stesso, può essere risolto, a seconda del complesso delle esigenze che lo determinano, in maniere affatto diverse.

In un **audiofono** adatto a persone affette da sordità, e descritto da W. L. Tuffnell nel numero del settembre 1939 di *Bell Lab. Record*, l'amplificazione della voce è ottenuta secondo questo schema. Le onde sonore in arrivo vengono trasformate da un microfono in onde elettriche, le quali passano poi in un amplificatore di tipo elettrico-meccanico: questo consiste in un ricevitore telefonico la cui membrana, mentre da un lato è accostata agli elettromagneti, dall'altro è a contatto con granuli di carbone, in maniera da costituire un ricevitore e un microfono intimamente collegati. Per le proprietà amplificatrici delle capsule microfoniche a carbone, le onde elettriche risultano notevolmente amplificate, ed è così che giungono al vero e proprio ricevitore. L'amplificazione totale, più che sufficiente, raggiunge 40-45 dB.

Nel caso del **megafono elettrico** studiato da J. de Boer, e descritto nel fascicolo di settembre 1939 della *Rev. techn. Philips*, per aumentare la portata della voce, vale a dire la potenza di essa in una determinata direzione, si fa uso e dell'azione direttiva della tromba del megafono e dell'amplificazione di potenza della voce stessa. Date le esigenze pratiche di maneggevolezza, il microfono a carbone e l'altoparlante provvisto di tromba acustica formano un tutto munito di impugnatura; l'amplificatore elettrico, atto a fornire un'amplificazione di circa 40 dB, è racchiuso in una valigetta, abbastanza leggera, da portarsi a tracolla. Il nuovo megafono amplifica la voce da un minimo di 25 dB ad un massimo di 40 dB — il megafono ordinario invece giunge ad un massimo di 10 dB all'incirca — con l'effetto di aumentarne la portata da 15 a 30 volte.

È particolarmente degno di rilievo, nell'attuazione di tale complesso, il modo con cui sono fissati, l'uno all'altro, il microfono e l'altoparlante. Un supporto sufficientemente lasco fa sì che sia evitato un possibile accoppiamento meccanico tra di essi, mentre la possibilità di un accop-

piamento acustico è evitata con l'opportuna scelta della loro posizione relativa e col dimensionamento della tromba acustica, tale da tagliare le frequenze inferiori a 300 Hz, e questo senza alcuno scapito della intelligibilità. *T. V.*

***

È notevole l'importanza che l'orientamento delle principali nazioni verso l'adozione della frequenza del la_3 a 440 Hz (¹) potrà avere, sia nella tecnica del canto e della musica, sia nella fabbricazione degli strumenti musicali. A questa decisione hanno efficacemente contribuito i risultati di misure sistematiche, eseguite sulla frequenza di accordo delle orchestre, nei diversi paesi (²) e anche in Italia (³).

Presenta quindi grande utilità un **apparecchio portatile per la misura della nota d'accordo** atto a fornire risultati in maniera rapida e precisa. Tali caratteristiche offre l'apparecchio illustrato da A. Barone nel fascicolo di novembre 1939 della *Ricerca Scientifica*, nel quale il valore della nota, preciso al 0,03 %, viene letto direttamente su un frequenziometro a lamelle che misura il battimento fra la frequenza in esame e una frequenza fissa di 400 Hz. *T. V.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

Nel numero di ottobre 1939 dei *Proc. I. R. E.* S. A. Schelkunoff ricava, partendo dal teorema di Poynting, una **espressione generale dell'irradiazione**, mediante la quale si rendono più facili i calcoli necessari per determinare la potenza irradiata in un mezzo non dissipativo da una data distribuzione di correnti elettriche o magnetiche. La formula viene applicata a vari casi particolari, tra cui i più importanti sono: un sistema di due conduttori paralleli e un'apertura rettangolare praticata in uno schermo piano indefinito. *R. S.*

---

(1) A. F., 1939, VIII, p. 358.

(2) W. Lottermoser: La misura dell'altezza di tono del d'apason *a'* delle radiodiffusioni musicali - A. Z., 1938, III, p. 60; A. F., 1938, VII, p. 207.

B. van der Pol e C. C. J. Addink: Un metodo per la misura della nota d'accordo durante un concerto - Wir. World, 1939, XLIV, p. 441; A. F., 1939, VIII, p. 325.

(3) I. N. E. A.: Ricerca Scientifica, 1939, X, p. 194.

G. B. Madella: Rilievi della nota d'accordo di orchestre - A. F., 1939, VIII, p. 300.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

G. STRAIMER. — *Der Kondensator in der Fernmeldetechnik*. — S. Hirzel, Leipzig, 1939. — Un volume di X-229 pagine, con 267 figure. — Prezzo R. M. 13,50 (legato R. M. 15).

È il sesto volume della serie « Physik und Technik der Gegenwart », nella quale già figurano: un trattato sulle onde decimetriche del Groos, due volumi del Feldtkeller, rispettivamente sulla teoria dei quadripoli e su quella dei filtri, uno dello Zinke sulla tecnica delle misure ad alta frequenza ed il libro sulle antenne del Brückmann.

Il condensatore è uno degli elementi più importanti nella tecnica delle comunicazioni elettriche. Per soddisfare alle numerose applicazioni nelle condizioni più svariate di funzionamento, esso assume forme assai diverse e la sua costruzione richiede pertanto vaste conoscenze tecnologiche, nonostante la grande semplicità del principio costruttivo fondamentale.

Il libro si presenta interessante per chiunque si occupi di comunicazioni elettriche, poichè attraverso l'esposizione ordinata delle proprietà dei materiali e delle cognizioni teoriche e tecnologiche acquisite in questo campo, fornisce un quadro delle attuali possibilità costruttive dei condensatori ed una guida per la loro migliore utilizzazione.

Dato il notevolissimo sviluppo della tecnica dei dielettrici in Germania, la presentazione di soli prodotti tedeschi ed il ricorso alla sola letteratura tedesca non diminuisce troppo l'utilità di questa pubblicazione.

Il libro è diviso in tre parti: principi teorici, tecnologia dei materiali dielettrici, condensatori usati nella tecnica.

La prima parte contiene: le relazioni fondamentali del campo elettrico; le equazioni generali di capacità e quelle delle capacità di esercizio e delle capacità parziali nei sistemi a più conduttori; le espressioni delle capacità verso terra e delle capacità tra due elettrodi per diverse conformazioni di questi; le relazioni che legano la capacità dei condensatori variabili con diversi profili allo spostamento angolare del rotore, con riferimento particolare al problema dell'accordo simultaneo di più circuiti oscillatori mediante condensatori multipli (caso dei radiorice-

vitori); le relazioni generali del condensatore alimentato da tensioni alternate; gli schemi equivalenti a varie combinazioni di capacità e di resistenze; i partitori capacitivi e quelli a resistenze e capacità; i condensatori a più strati di dielettrico; i fenomeni transitori nei condensatori.

La seconda parte, dopo aver trattato brevemente dei concetti generali sulla conducibilità dei metalli e dei materiali isolanti, sulla rigidità dielettrica e sulle perdite dielettriche, passa a descrivere il comportamento elettrico dell'aria e quello dei materiali usati come dielettrici: olii, sostanze di riempimento (cere, paraffina, resine, asfalto e così via), materiali ceramici, vetro, quarzo, mica, resine sintetiche, carta e materiali derivati da essa per impregnazione e compressione. Si espongono le possibilità di uso delle varie sostanze, gli inconvenienti cui possono dar luogo, i metodi di lavorazione. Segue un capitolo sui principi fisici del condensatore elettrolitico.

Nella terza parte sono passati in rassegna i vari tipi di condensatori usati nella tecnica, quali vengono prodotti dall'industria tedesca; se ne discutono gli aspetti costruttivi e le principali caratteristiche.

Non vengono trattati i condensatori di misura e quelli usati nella tecnica delle correnti forti.

Il volume, compilato con molta cura, è dotato di numerose figure e si distingue per l'ottima scelta e l'efficace disposizione degli argomenti e dei diagrammi che ne accompagnano la trattazione. *G. H.*

***

J. ENGL. — *Raum- und Bauakustik. Ein Leitfaden für Architekten und Ingenieure.* — Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1939. — Un volume di 371 pagine, con 255 figure. — Prezzo R.M. 32 (legato R.M. 34).

La prima impressione che si ha sfogliando il volume è di una certa tal quale aria di cose note: si riconoscono diagrammi e figure già viste e riviste. Un più accurato esame mostra infatti che il contenuto del volume è una visione riassuntiva delle attuali conoscenze sull'acustica architettonica. Si deve aggiungere che il panorama è presso che completo ed assai preciso: nessuno degli aspetti o dei risultati essenziali sembra sia stato tralasciato.

Per altro, sorge qualche dubbio, se il libro possa veramente costituire una guida per gli ingegneri e gli architetti alla risoluzione dei numerosi e non sempre facili problemi posti dall'acustica architettonica. Per questo scopo una trattazione magari meno completa di minuziosi particolari, ma svolta in forma più snella ed in modo da fermare bene l'attenzione sui pochi punti veramente essenziali e fondamentali, sarebbe potuta apparire più efficace.

Dei quindici capitoli, i primi sei hanno un carattere introduttivo sulla conoscenza dei fenomeni acustici: essi occupano oltre 160 pagine, trattando dei fenomeni fisici e fisiologici — per quel che riguarda sia l'udito, sia la voce — della propagazione del suono nell'aria libera, in ambienti di dimensioni finite e nei corpi solidi. L'esposizione è piana, ma precisa ed assai ben condotta.

Il settimo e l'ottavo capitolo si occupano rispettivamente delle proprietà acustiche degli ambienti chiusi, e delle proprietà dei materiali assorbenti. Le nozioni fornite sono senza dubbio sufficienti per gli scopi pratici, ma una più ampia e diffusa trattazione del fondamento fisico di qualche fenomeno avrebbe probabilmente reso più chiari ai non specialisti il valore e l'importanza di alcune delle conclusioni. Così sarebbe stata utile una più diffusa trattazione del fenomeno delle riflessioni multiple, e del significato delle varie formule per il calcolo del tempo di riverberazione, mentre assai opportuna sarebbe riuscita una più ampia indagine sul meccanismo dell'assorbimento dei suoni da parte dei vari tipi di rivestimenti acustici.

Il nono capitolo espone le prove sui modelli, ed i tre successivi sono dedicati a quella che l'autore chiama acustica architettonica pratica: all'esposizione cioè delle norme per la progettazione di sale acusticamente corrette.

I capitoli dal tredicesimo al quindicesimo trattano essenzialmente dell'isolamento acustico, riproducendo numerose tabelle e dati pratici, nonchè esempi costruttivi. Anche in questo caso sarebbe stata senza dubbio gradita al lettore l'esposizione di qualche più diffuso particolare sull'essenza fisica dei problemi.

Nella bibliografia vengono citati quasi duecento lavori, e si fornisce una fonte completa di indicazioni per l'approfondimento dello studio di singole questioni.

La presentazione tipografica è molto buona ed accurata. *An. Gi.*

TABELLE E DATI

Dati caratteristici di materiali ceramici per alte frequenze.

Lo sviluppo notevole, assunto in questi ultimi anni dall'industria ceramica, ha portato alla produzione di nuovi materiali, i quali, nel campo particolare dell'elettrotecnica, hanno contribuito sensibilmente al progresso della tecnica delle alte frequenze, ove sono stati e sono largamente adoperati come isolanti e come dielettrici. Essi vengono genericamente indicati col nome di materiali ceramici con bassa perdita dielettrica, e si deve riconoscere che presentano caratteristiche assai pregevoli e non facilmente ottenibili con sostanze diverse, soprattutto per quanto riguarda l'elevata costante dielettrica, il piccolo angolo di perdita, il limitato coefficiente di dilatazione termica, l'indeformabilità, e la resistenza alle sollecitazioni meccaniche, agli agenti atmosferici ed al calore.

Per soddisfare alle molteplici esigenze incontrate nella pratica, sono stati preparati vari materiali con proprietà assai diverse; essi possono raggrupparsi nel modo seguente:

1) materiali isolanti compatti, meccanicamente resistenti, con costante dielettrica relativamente bassa e con angolo di perdita il più piccolo possibile, per usi generali di isolamento (gruppo delle steatiti);

2) materiali isolanti compatti con costanti dielettriche normali, elevate o molto elevate, e con piccolo angolo di perdita, per la costruzione di condensatori (gruppo del rutilo);

3) materiali isolanti compatti con piccola dilatazione termica, per la costruzione di circuiti oscillatori con piccolo coefficiente di temperatura (miscugli talco-argillosi);

4) materiali isolanti porosi con piccola costante dielettrica e con piccolo angolo di perdita, da usarsi come supporti nei tubi elettronici (ossidi puri, ottenuti artificialmente, e miscugli di ossidi).

Per la scelta razionale del materiale più adatto ad un determinato scopo, occorre la conoscenza quanto più esatta è possibile di tutti i dati fisici relativi. Nella tabella riassuntiva che qui si presenta, sono state

Gruppo	Denominazione commerciale	Sostanze fondamentali	Costituzione	ε
Gruppo delle steatiti	Steatite	Steatite.	Struttura cristallina, prevalentemente di metasilicato di Mg.	5.5 ÷ 6
	Frequenta	Steatite.	Struttura cristallina, prevalentemente di metasilicato di Mg. Minore contenuto di metalli alcalini e struttura cristallina più uniforme.	6,5
	Calit	Steatite, talco.	»	6,5
	Calan	Steatite, talco.	Come il Calit ma con maggior contenuto di MgO.	6,6
Gruppo del rutilo	Condensa N Condensa C Kerafar S Kerafar R	Rutilo, anatasio, brookite, altri materiali ceramici.	TiO_2 in unione con altri materiali ceramici.	40 80 70 80
	Condensa F	»	TiO_2 in unione con altri materiali ceramici. La formazione dei cristalli viene regolata opportunamente.	65
	Kerafar T		TiO_2 in unione con altri materiali ceramici.	45
	Kerafar U		»	63
	Tempa N	»	TiO_2 in unione con altri materiali ceramici.	12,5
	Kerafar V			19
	Tempa S	»	Titanati di terre alcaline.	14 ÷ 16
	Diacond			14 ÷ 16
Miscugli talco-argillosi	Sipa H Ardostan	Argilla, magnesite, steatite.	MgO, Al_2O_3, SiO_2 formano sillimanite, mullite, metasilicato di Mg, più vetro dei tre ossidi.	
Ossidi artificiali	Ergan		Ossidi molto puri preparati artificialmente e combinazioni di ossidi.	4.5
Vetro di quarzo Mica Micalex				3.5 ÷ 3.7 5 ÷ 9,3 8

CERAMICI PER ALTE FREQUENZE

$10^4 \tan\delta$			Coefficiente di temperatura di ε in 10^{-6}	Coefficiente di dilatazione termica in 10^{-6}	Caratteristica particolare	Uso	Ditta produttrice
50 Hz	800 Hz	radiofrequenze					
25 ÷ 30		15 ÷ 20				Isolamento.	Stemag
10 ÷ 15	~ 9	3 ÷ 5		6,2 ÷ 7,8		»	»
10 ÷ 15	~ 9	3 ÷ 5	+ 120 ÷ + 160	7,8		Isolamento e condensatori.	Hescho
		2,5 ÷ 3,6					Hescho
	300	4,6 ÷ 8,5	— 340 ÷ — 380	6,7	$\tan\delta$ cresce con la temperatura e col diminuire della frequenza.	Condensatori.	Hescho
	300	3,2 ÷ 7,2	— 700 ÷ — 740	7,3			»
	300	5 ÷ 15	— 600	7 ÷ 8			Stemag
	300	5 ÷ 15	— 700	7 ÷ 8			»
	5 ÷ 10	3 ÷ 5	— 700 ÷ — 740	7 ÷ 8	$\tan\delta$ quasi costante al variare della temperatura e della frequenza.	Condensatori.	Hescho
	5 ÷ 10	3 ÷ 5	— 400	7,0			Stemag
	5 ÷ 10	3 ÷ 5	— 600	7,0			»
		8 ÷ 15	— 20 ÷ — 40	4,0	ε quasi costante al variare della temperatura.	Condensatori ed isolamento.	Hescho
		10 ÷ 15	— 100	5,0			Stemag
	10	< 1 ÷ 1	+ 30 ÷ + 50	6,2	Piccolo coefficiente di temperatura di ε: poco minore di quello della mica.	Condensatori ed isolamento.	Hescho
	10	< 1 ÷ 1	+ 50	9 ÷ 10			Stemag
200		40 ÷ 70		~ 2	Piccolo coefficiente di dilatazione termica.	Isolatori resistenti al calore.	Stemag Hescho
		secco 3 ÷ 5 impregnato 8 ÷ 12	+ 100	9	Peso riferito al volume: 2 g_p/cm^3.	Isolamento nei tubi elettronici; costruzione di modelli.	Stemag
8	2	3 2 15 ÷ 20	80	0,59 3 10			

riunite le caratteristiche più interessanti per le applicazioni radioelettriche (a cominciare dalla costante dielettrica ε e dalla tangente dell'angolo di perdita δ) dei materiali prodotti dalle case tedesche Hescho (Hermsdorf-Schomburg-Isolatoren-Gesellschaft) e Stemag (Steatit-Magnesia-Aktiengesellschaft), come vengono riportate in un'opera èdita ultimamente (1). A titolo di riferimento, le righe finali della tabella contengono alcuni dati relativi al quarzo, alla mica ed al micalex.

Elementi analoghi per sostanze ceramiche prodotte in America sono stati pubblicati recentemente (2): può essere interessante osservare come tecniche diverse e indipendenti abbiano dato luogo a prodotti che, a causa dei requisiti evidentemente uguali posti dalle applicazioni pratiche, presentano caratteristiche molto simili.

Nel campo più vasto dei dielettrici solidi in genere, sono anche comparse testè una tabella di proprietà di isolanti di diverse specie (3) e una serie di risultati di rilievi sperimentali sistematici, compiuti su dielettrici di varia provenienza (4). *G. H.*

(1) E. Albers-Schoenberg: Hochfrequenzkeramik - T. Steinkopff, Dresden u. Leipzig, 1939.

(2) H. Thurnauer: Properties of ceramic materials - Electronics, 1939, XII (4), p. 33.

(3) Properties of solid insulating materials - G. R. Experimenter, 1939, XIV (1), p. 5.

(4) C. Tabaracci: Proprietà elettriche di alcuni dielettrici solidi - L'Elettrot., 1939, XXVI, p. 649.

NUOVI APPARECCHI

Amplificatore per corrente continua a ponte.

LUIGI SPONZILLI

Sono premesse alcune considerazioni generali sul circuito a ponte, usato come amplificatore per corrente continua, e composto come un normale ponte a resistenze, nel quale un lato sia sostituito da un triodo. La tensione continua è applicata negativamente fra griglia e catodo del tubo e la corrente risultante è letta su uno strumento inserito in una diagonale. Si ricava la relazione fra la corrente nella diagonale e la tensione suddetta; essa permette di dedurre i dati più convenienti per una buona sensibilità e linearità del dispositivo. Le considerazioni svolte vengono applicate ad un caso pratico.

Il circuito sul quale si riferisce, e il cui principio è per altro già noto, consiste in un ponte di Wheatstone, nel quale la resistenza di un lato è sostituita da un triodo. Se il ponte è equilibrato quando la griglia ha potenziale nullo rispetto al catodo, applicando una tensione di griglia, per esempio negativa, si opera uno squilibrio, e si produce un passaggio di corrente i nella diagonale ove è inserito lo strumento.

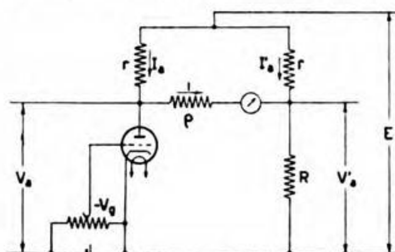


Fig. 1. — Amplificatore per corrente continua a ponte.

Occorre stabilire la relazione che intercede fra la tensione negativa di griglia $-V_g$ e la corrente i, in funzione delle caratteristiche del triodo, e delle resistenze del ponte.

Le notazioni sono indicate nella figura 1, dove R è uguale alla resistenza interna del triodo, cioè:

$$R = \frac{\mu}{S},$$

indicando con S la transconduttanza e con μ il coefficiente di amplificazione interna.

Poniamo le seguenti cinque relazioni, di per sè evidenti:

[1] $$I_a - i = S\left(-V_g + \frac{V_a}{\mu}\right)$$

[2] $$I'_a + i = \frac{V'_a}{R}$$

[3] $$E = r\,I_a + V_a$$

[4] $$E = r\,I'_a + V'_a$$

[5] $$\varrho\, i = V_a - V'_a\,.$$

Sottraendo la [2] dalla [1]:

[6] $$I_a - I'_a = 2\,i - S\,V_g + \frac{S}{\mu}V_a - \frac{1}{R}V'_a = 2\,i - S\,V_g + \frac{1}{R}(V_a - V'_a)$$

ed eliminando E tra la [3] e la [4]:

[7] $$I_a - I'_a = \frac{V'_a - V_a}{r}\,.$$

Dalle [6] e [7], eliminando $I_a - I'_a$ e tenendo conto della [5], si ricava:

$$-\frac{\varrho\, i}{r} = 2\,i - S\,V_g + \frac{\varrho\, i}{R}$$

la quale, risolta rispetto ad i, dà:

[8] $$i = \frac{S\,V_g}{2 + \frac{\varrho}{r} + \frac{\varrho}{R}}\,.$$

Per rendere il dispositivo sensibile occorre che ϱ (resistenza dello strumento) sia piccola rispetto a R (resistenza interna del tubo) e rispetto alla resistenza r del ponte. Se queste condizioni sono soddisfatte, la formula [8] assume il valore semplificato:

[9] $$i = \frac{S}{2}\,V_g$$

e rappresenta la massima corrente ottenibile con un dato triodo di transconduttanza S.

Il circuito a ponte ora descritto, più che un amplificatore per corrente continua, deve essere considerato un misuratore di tensioni continue, nel quale la tensione da misurare viene applicata all'entrata di un circuito a resistenza praticamente infinita (lo spazio griglia-filamento, con griglia non mai positiva).

La corrente i è uguale a quella che si otterrebbe su una resistenza $2/S$ a cui fosse applicata la tensione V_g. Per esempio, con un tubo di transconduttanza 2 mA/V, la resistenza $2/S$ vale 1000 Ω.

Ma questa resistenza, dell'ordine di grandezza di 1000 Ω, è tale da influire spesso sul valore della tensione V_g, poichè dà luogo alla condizione in cui l'inserzione degli strumenti di misura modifica il valore delle grandezze che si vogliono determinare. È quindi vantaggioso, invece di applicare la tensione V_g ad una resistenza $2/S$, applicarla ad un circuito con resistenza di entrata praticamente infinita, come è il caso del ponte.

Dalla formula semplificata [9] emerge che nel tratto rettilineo della caratteristica del tubo la relazione che lega V_g ad i è una proporzionalità. In tale formula non compare esplicitamente la tensione E applicata a due vertici opposti del ponte, ma poichè la transconduttanza del tubo cresce leggermente con la tensione anodica (a parità di potenziale negativo di griglia), la tensione E ricompare implicitamente in funzione di S.

Le condizioni cui il ponte deve soddisfare per un buon funzionamento sono: elevata sensibilità (S grande), e linearità in un esteso intervallo di valori della tensione applicata (S costante).

Come si è detto, la tensione applicata $-V_g$ deve essere negativa, affinchè lo spazio griglia-filamento mantenga impedenza praticamente infinita. In assenza della tensione da misurare la griglia deve essere a potenziale nullo, per lasciar disponibile alla tensione $-V_g$ un maggior tratto rettilineo della caratteristica. Scelto quindi un tubo con transconduttanza conveniente, fissata la massima corrente di placca che esso può sopportare, si applica al ponte una tensione E, tale che (tenuto conto della caduta nel lato r), con griglia a potenziale nullo, produca il passaggio della corrente anodica fissata.

È inutile applicare una tensione negativa fissa alla griglia (oltre alla tensione da misurare) ed aumentare in proporzione la tensione anodica, sempre lasciando la corrente anodica al valore fissato. Poichè la trasconduttanza dipende dal valore combinato $-V_g + \frac{V_a}{\mu}$, che resterebbe costante, e poichè la lunghezza del tratto rettilineo della caratteristica (oltre alla tensione fissa) rimarrebbe uguale, non si otterrebbe alcun vantaggio, ma solamente l'uso di tensione di alimentazione più elevata.

In assenza di tensioni di griglia di provenienza esterna non si deve

trascurare la tensione positiva dovuta alla carica spaziale del tubo. Questa tensione ha origine dalla differenza positiva di potenziale fra catodo reale e catodo virtuale, e nei comuni tubi riceventi a riscaldamento indiretto è dell'ordine di circa 1 V in assenza di corrente anodica, e diminuisce ancora leggermente durante il passaggio della corrente. Questa piccola tensione positiva di griglia ha il solo inconveniente di ridurre molto l'impedenza dello spazio griglia-filamento per tutte le tensioni esterne di valore inferiore alla tensione di carica spaziale. Conviene quindi compensarla con un potenziale fisso (ottenuto, per esempio, col solito sistema di caduta catodica) tale da rendere nullo il potenziale di griglia rispetto al catodo virtuale.

Dalla [8] appare che, se r ed R sono abbastanza grandi rispetto a ϱ, la corrente i è quasi indipendente da ϱ. È quindi possibile adoperare strumenti di resistenza elevata senza pregiudizio della sensibilità del dispositivo. In particolare, quest'ultimo si addice molto bene alla registrazione di tensioni lentamente variabili, per mezzo di registratori con resistenza anche elevata, i quali a parità di portata e di altre caratteristiche sono di costruzione più facile, e quindi di uso più comune.

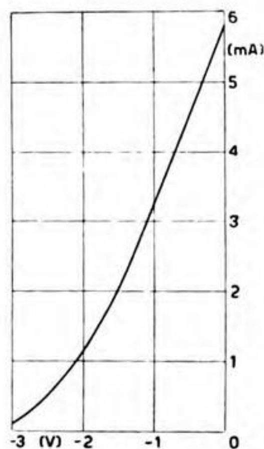


Fig. 2. — Caratteristica del tubo E424N con tensione anodica di $V_{0a} = 70$ V.

Un'altra applicazione del dispositivo è quella di rivelatore di tensioni a radiofrequenza, mediante rivelazione per caratteristica di griglia. Se il circuito è provvisto di griglia di adatta capacità e di elevata resistenza di dispersione, la tensione continua negativa di griglia è approssimativamente uguale al valore massimo della tensione a radiofrequenza applicata.

Si può osservare che il presente dispositivo a ponte disimpegna le stesse funzioni di un tubo solo, in cui, variando il potenziale negativo di griglia, si produca una variazione della corrente di placca. In questo circuito la sensibilità sarebbe anche maggiore e precisamente, prescindendo dalla resistenza dello strumento, doppia di quella del ponte. Sussiste però l'inconveniente della corrente di riposo del tubo. Questa può essere compensata con una sorgente esterna, ma nasce allora per conseguenza il bisogno di una sorgente separata, ed interviene una maggiore instabilità dello zero; inoltre il circuito di compensazione della corrente riduce più o meno la sensibilità del dispositivo.

A titolo di esempio si riportano la caratteristica di un tubo (fig. 2), e il grafico di sensibilità del dispositivo a ponte, cioè il diagramma della corrente indicata in funzione della tensione applicata (fig. 3). I valori usati sono: $r = 4500\ \Omega$, $R = 13\,000\ \Omega$ e $\varrho = 50\ \Omega$.

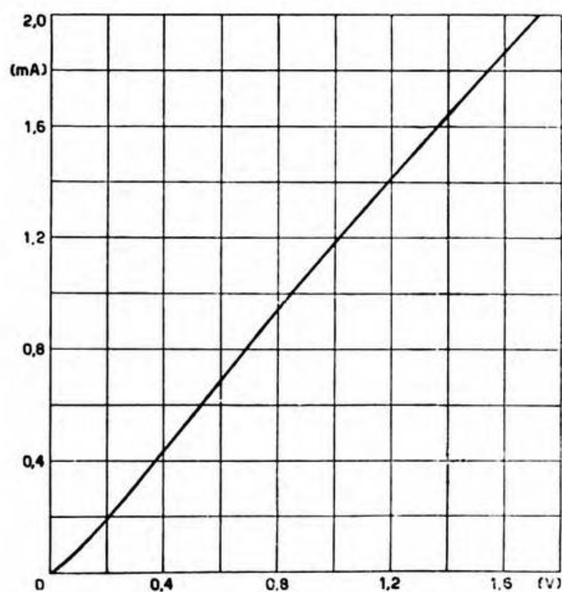


Fig. 3. — Sensibilità del dispositivo a ponte attuato con tubo E424N.

La pendenza del tratto rettilineo della caratteristica del tubo vale 2,53 mA/V; la pendenza media del grafico di sensibilità, 1,17; applicando la [9] si ricava 1,21, che rappresenta, rispetto a 1,17, una buona approssimazione.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Attività nell'I. N. E. A. — Alcuni dei più significativi lavori di ricerca, compiuti negli ultimi tempi presso l'Istituto Nazionale di Elettroacustica O. M. Corbino in Roma, sono stati illustrati nelle tre riunioni periodiche ivi tenutesi durante il 1939, le cui relazioni sono riportate dalla *Ricerca Scientifica* nei fascicoli di marzo, giugno e novembre.

Nella prima di esse fu esposta la questione del la normale e venne presentata un'apparecchiatura portatile per la misura della nota d'accordo di esecuzioni musicali; seguì la comunicazione dell'indirizzo scelto per lo studio degli elementi determinanti la bontà dei violini antichi. Lo sviluppo storico e la situazione attuale delle ricerche sugli ultrasuoni hanno costituito l'argomento della seconda riunione: in particolare, le conclusioni raggiunte nelle prove di omogeneità dei materiali metallici e nella determinazione della velocità di propagazione degli ultrasuoni nei solidi. Nella terza riunione vennero trattati numerosi altri problemi: un metodo per la misura rapida e precisa della frequenza, fondato sull'uso del frequenziometro Vecchiacchi a deviazione munito di oscillografo; i risultati di una serie di rilievi sulle variazioni della qualità di un violino in sèguito a restauro; i fattori determinanti la qualità musicale del pianoforte; ed infine le caratteristiche foniche delle maschere di protezione contro i gas asfissianti.

A codeste riunioni intervengono, coi ricercatori dell'I. N. E. A., i rappresentanti di amministrazioni e di istituti scientifici, nonchè numerosi studiosi delle discipline acustiche. Esse costituiscono interessanti convegni di esposizione e discussione dei problemi attuali di tale campo.

T. V.

***

Assegni della R. A. I. per viaggi e per borse di studio. — La Classe di Scienze fisiche matematiche e naturali della Reale Accademia d'Italia distribuirà prossimamente gli assegni 1940-41 per viaggi di studio di professori universitari di ruolo e per borse a favore di altri studiosi italiani. Chi aspiri a conseguirne uno, presenti domanda entro il 28 febbraio 1940-XVIII alla Cancelleria dell'Accademia. *Re.*

Vol. IX - N. 1 Gennaio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

La téléphonie dans des milieux très bruyants (atmosphère de tempête, cabines d'avion, chars d'assaut) présente des difficultés d'un ordre particulier à cause des dérangements, que le bruit produit, soit sur l'émission (distorsion dûe à l'intensité de la parole, déformation du champ sonore près de la tête de celui qui parle, ...) soit sur la réception (assourdissement). Après avoir analysé de tels inconvénients on rappelle les différentes méthodes proposées pour éliminer les influences nuisibles sur la transmission téléphonique des bruits ambiants: les microphones directionnels, la méthode de compensation, les laryngophones et les ostéophones.

Les essais expérimentaux faits sur la méthode de compensation, laquelle jusqu'ici n'a pas été vérifiée, ont démontré qu'elle est bonne comme principe, mais qu'elle n'a aucune possibilité d'application pratique dans le cas de sons, qui varient dans de larges limites de composition et intensité.

On a exécuté sur les laryngophones (soit à charbon, soit piézoélectriques) des essais téléphonométriques subjectifs ainsi que de très nombreuses mesures de netteté des logatomes, avec le concours d'une équipe spéciale d'opérateurs.

Ce nouveau type de transmetteur mécano-électrique a été soumis aussi à des épreuves objectives, dont on présente les résultats: les courbes de fréquence présentent des écarts compris entre ± 15 dB (de 200 à 4000 Hz) dans les cas de laryngophones à charbon et entre ± 10 dB (de 70 à 8000 Hz) dans le cas des laryngophones piézoélectriques.

Un appareillage électrique convenable a été imaginé et mis en exécution pour le relèvement de telles courbes relatives de réponse des laryngophones; en outre un dispositif optique a permis un étalonnage absolu de l'appareillage électrique et de l'efficacité mécano-électrique du laryngophone (1,6 millivolt/micron à 1000 Hz pour le type de laryngophone piézoélectrique essayé).



Vol. IX - N. 1 Gennaio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

The telephonic transmission in noisy surroundings (atmosphere in gale, airplane cabins, tanks, ...) is particularly difficult, due to noise both at the emission end (« loud speaking » distortion, deformation of the sound field around the speaker's head, ...) and on reception (deafening effect).

After having analyzed the difficulties, methods are described, which may be suggested to eliminate the troubles produced by noise on telephone transmissions: directional microphones, compensation method, laryngiphones or osteophones.

Tests made on the compensation method, which seems not to have been verified up to the present, demonstrated that the method, though good in principle, has no practical possibilities when the noise has a large variation in frequency and intensity.

Tests were carried out on laryngiphones (both of the carbon and of the piezoelectric type), which included numerous articulation measurements, made by a special team of operators.

This new type of mechanical-electrical transducer was tested also by means of objective methods. Results of measurement are given: the frequency characteristics being within ± 15 dB (from 200 to 4000 Hz) for the carbon type, and within ± 10 dB (from 70 to 8000 Hz) for piezoelectric type laryngiphones.

A suitable apparatus has been designed for the relative response test; and an optical device has been used for an absolute calibration of the electrical testing apparatus, and of the « mechanical-electrical index » of the laryngiphone (the resulting value being 1,6 millivolt/micron at 1000 Hz for the piezoelectric type laryngiphone).

After describing the principal results of the theory of Cauer on symmetrical filters, a Campbell-Zobel ladder-type filter is considered,

Vol. IX - N. 1 Gennaio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

einer Campbell-Zobelschen Siebkette, die aus n in Serie gleichen Zellen zusammengesetzt ist, und bestimmt den Wellenwiderstand und die Dämpfungsfunktionen der äquivalenten Brückenschaltung. Man findet somit, dass die Pole und Nullstellen der charakteristischen Dämpfungsfunktion so verteilt sind, wie die cosinus der n Winkel, die man aus der Division eines Halbkreises in n gleiche Teile durch aufeinanderfolgende Addition erhält.

Es werden zunächst einige allgemeine Betrachtungen über eine Brücke berichtet, die als Gleichstromverstärker gebraucht wird; sie besteht aus eine gewöhnliche Widerstandsbrücke, wo ein Arm durch einer Triode ersetzt wird. Die Gleichspannung wird negativ zwischen Gitter und Kathode angeschlossen, und der entstehende Gleichstrom wird auf einem in einem Diagonal eingeschalteten Instrument gelesen.

Dadurch ergibt sich das Verhältniss zwischen Gleichstrom und angeschlossene Spannung, welches es vermöglicht, die günstigsten Werte zu erhalten, damit das Gerät eine gute Empfindlichkeit und Linearität habe. Uebrigens werden noch die Anwendungen in einem praktischen Beispiel erklärt.



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. IX - N. 2 (PUBBLICAZIONE MENSILE) FEBBRAIO 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

A. F. IX - 2 FEB. 1940

VOL. IX FEBBRAIO 1940-XVIII N. 2

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO . . . » **6**

ANNATE ARRETRATE: I (1932), **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937), **L. 40** CIASCUNA; VII (1938), VIII (1939), **L. 50** CIASCUNA.

SOMMARIO

Vol IX Febbraio 1940-XVIII N. 2

ALTA FREQUENZA



Calcolo di amplificatori per radiofrequenze.

Abbiamo già avuto occasione, presentando una memoria di inquadramento generale sui vari metodi di calcolo degli amplificatori per radiofrequenza ([1]), di segnalare la mole veramente considerevole di contributi comparsi in proposito nella letteratura tecnica, dopo il primo celebre scritto del Prince ([2]). Le ragioni di tale abbondanza appaiono più evidenti a chi abbia qualche volta avuto motivo di occuparsi di questi procedimenti di calcolo. Egli avrà sperimentato praticamente l'incertezza della loro impostazione e la varietà, da caso a caso, dei valori da assumere per taluni elementi, che soltanto una certa esperienza personale permette di prefissare in maniera che non si discostino troppo dall'ottimo possibile.

Può così anche accadere che il progettista, poco soddisfatto dei metodi proposti da altri, li modifichi e li adatti all'esperienza personale e, per la maggiore familiarità che in tal modo viene ad averne, ritenga che il suo procedimento sia preferibile e che sia utile e opportuno renderlo noto.

Se ciò in qualche caso può lasciare il dubbio che s'indulga a una sovrabbondanza un po' pletorica di scritti in argomento, è tuttavia meritoria -- e capace di portare a veri progressi — la tendenza ad elaborare metodi di calcolo il più possibile oggettivi, cioè indipendenti dal fattore personale del progettista; in questo senso si presenta come particolarmente notevole l'attuale contributo del colonnello MARINO, poichè l'applicazione del concetto di retta limite di utilizzazione delle caratteristiche di un tubo elettronico è di utilità non dubbia nel calcolo di un amplificatore per radiofrequenza. La segnaliamo ai lettori, e prevediamo che sarà certamente apprezzata dai progettisti di apparati radiotrasmittenti.

([1]) A. F., 1939, VIII, p. 145 e 147.
([2]) Proc. I. R. E., 1923, XI, p. 275, 405 e 527.

Assorbimento acustico di persone.

È oggetto della più comune esperienza, che sull'acustica di un teatro influisce molto l'assorbimento acustico dovuto alla presenza del pubblico; si osserva infatti facilmente che una sala, acusticamente mediocre od anche cattiva quando è vuota, possa risultare almeno tollerabile quando sia interamente occupata dagli spettatori. L'influenza di questi, come elemento acusticamente benefico, si fa sentire sia sul tempo di riverberazione, sia sull'attenuazione prodotta nell'ampiezza dell'onda diretta, il cui valore ha un'importanza speciale soprattutto nel caso di sale molto grandi. Ma mentre per questo riflesso la presenza del pubblico può risultare sfavorevole (l'onda diretta potendo rimanere troppo attenuata in rapporto alle onde riflesse), nei riguardi del tempo di riverberazione essa agisce in senso normalmente favorevole, poichè la tendenza generale, dati i metodi costruttivi, è di avere sale eccessivamente riverberanti. Tutto ciò conferma come l'architetto debba ben ponderare e valutare l'influenza del pubblico e non considerare l'effetto degli spettatori una sicura àncora di salvezza per la buona riuscita pratica di qualunque progetto.

I risultati di misure del coefficiente di assorbimento dovuto a persone sono per altro assai scarsi; ai gruppi di essi noti fino ad ora (in tutto quattro, dissimili fra di loro) si sono venute ad aggiungere alcune serie di esperienze recentemente effettuate presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris per cura dell'ingegnere Gigli. Egli confronta, in una breve nota, questi ultimi risultati con quelli degli sperimentatori precedenti.

L'accordo fra gli esiti delle varie prove appare nel complesso assai soddisfacente, soprattutto se si pensa alle difficoltà delle misure (alla cui riuscita deve concorrere la buona volontà di non poche persone) ed al fatto che fra le prime esperienze dovute al Sabine e le ultime dell'I. E. N. corrono quarant'anni.

La discussione dei risultati ha anche permesso di segnalare una serie di valori del coefficiente di assorbimento delle persone, al variare della frequenza, che è da ritenere si possano utilizzare con sufficiente fiducia per la previsione, in sede di progetto, dell'acustica di sale e teatri.

LA REDAZIONE.

SULLA TEORIA DELL'AMPLIFICAZIONE A RADIOFREQUENZA



ALGERI MARINO

Premesso un breve richiamo sul funzionamento degli amplificatori a radiofrequenza, si introduce il concetto di retta limite di utilizzazione delle caratteristiche nel piano delle correnti anodiche I_a *e delle tensioni anodiche* V_a*, mettendo in evidenza come il tracciamento di tale retta sia legato, nel caso dei triodi, alla potenza di dissipazione della griglia di comando e, nel caso dei pentodi, alla potenza di dissipazione della griglia schermo.*

Si espongono successivamente due metodi di studio degli amplificatori a radiofrequenza, che si fondano entrambi sulla utilizzazione delle caratteristiche statiche nel piano delle correnti anodiche I_a *e delle tensioni anodiche* V_a*, e sul tracciamento in tale piano della retta limite suddetta.*

Il primo metodo, basato sulla introduzione di alcuni coefficienti numerici che individuano l'amplificazione a radiofrequenza di un tubo elettronico nei riguardi della potenza di alimentazione, della potenza di dissipazione, della potenza utile, della corrente anodica massima, del rendimento di conversione e del coefficiente di utilizzazione, consente di risolvere tutti i più complessi problemi relativi all'amplificazione a radiofrequenza (amplificatori di oscillazioni non modulate, amplificatori modulatori e amplificatori di oscillazioni modulate).

Il secondo metodo, basato sul tracciamento di uno speciale diagramma, permette anch'esso di mettere in evidenza tutte le particolarità caratteristiche dell'amplificazione a radiofrequenza.

Entrambi i metodi risultano di portata molto generale in quanto si applicano a qualsiasi tipo di tubo (triodo, pentodo e via dicendo) e consentono lo studio dell'amplificazione a radiofrequenza, sia considerando le caratteristiche dei tubi elettronici come aventi andamento lineare, sia considerandole come aventi andamento semicubico e quadratico.

1. - Premesse.

La questione dei tubi elettronici funzionanti come amplificatori a radiofrequenza, è una di quelle più studiate nella radiotecnica ([1]) e potrebbe pertanto sembrare ozioso riprenderla ulteriormente in esame.

Riteniamo tuttavia utile tornarvi sopra per esporre una trattazione che ci sembra presenti, su quelle già note, il vantaggio di fornire una visione chiara e completa del problema ed in particolare di consentire la determinazione semplice e rapida delle condizioni di migliore uso di un dato tubo elettronico nel suo funzionamento come amplificatore a radiofrequenza.

2. - Generalità sull'amplificatore a radiofrequenza.

Un amplificatore a radiofrequenza si può considerare costituito (fig. 1) da un tubo elettronico a tre o più elettrodi (in generale triodo o pentodo), nel cui circuito di griglia di comando agisca una forza elettromotrice sinusoidale di frequenza f e nel cui circuito anodico sia inserito come impedenza di carico un circuito oscillatorio a risonanza di tensione accordato sulla stessa frequenza f; questo ultimo, com'è noto, può essere considerato equivalente ad una resistenza pura R_e di valore molto elevato per la componente di frequenza f della corrente anodica, mentre invece presenta una impedenza di valore trascurabile per le componenti armoniche di ordine superiore.

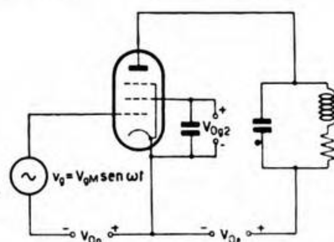


Fig. 1. — Schema di un amplificatore a radiofrequenza.

Il funzionamento di tale tubo risulta individuato, come è ben noto, dai valori delle tensioni di alimentazione dei suoi diversi elettrodi, dal valore dell'ampiezza della tensione di eccitazione della griglia di comando e dal valore della resistenza equivalente R_e del circuito oscillatorio anodico. Fissati detti valori e note le caratteristiche statiche del tubo,

---

([1]) Fra le altre recenti trattazioni sulla questione si segnalano in particolare:

H. H. Plisch: Die Röhre im Sender - Telefunken Röhre, 1938, 14, p. 164.

H. Rothe: Zur Theorie des Senderverstärkers - Telefunken Röhre, 1938, 14, p. 190.

H. Rothe: Die Modulation des Senderverstärkers - Telefunken Röhre, 1939, 15, p. 79.

Considerazioni sul calcolo degli amplificatori di potenza a radiofrequenza - A. F., 1939, VIII, p. 147.

si può senz'altro procedere alla determinazione della potenza di uscita P_c, della potenza assorbita P_{0a} e quindi alla determinazione del rendimento di conversione η.

A tale scopo si osservi che, allorchè nel circuito della griglia di comando del tubo agisce la tensione di eccitazione $v_g = V_{gM}$ sen ωt, la tensione risultante di griglia $v_{rg} = - V_{0g} + V_{gM}$ sen ωt darà luogo, nel circuito anodico, ad una corrente che, nei casi che a noi interessa considerare (funzionamento in classe C, B ed AB), risulterà pulsante e periodica, caratterizzata da un angolo di circolazione $2\,\theta$ minore di 360° (fig. 2). L'espressione del valore istantaneo i_a della corrente anodica, come sviluppo in serie di Fourier, risulta:

[1] $$i_a = I_{0a} + I_{1aM} \text{ sen } \omega t + I_{2aM} \text{ sen } 2\,\omega t + \ldots$$

Se esprimiamo la componente continua I_{0a} e le ampiezze della fondamentale e delle armoniche I_{1aM}, I_{2aM}, ... in funzione del massimo valore I_{aM} assunto dalla stessa corrente anodica i_a durante il regime oscillatorio, introducendo i coefficienti β, k, k_2, che risultano funzioni dell'angolo $2\,\theta$ di circolazione della corrente anodica, la relazione [1] può essere scritta nella forma:

$$i_a = \beta\, I_{aM} + k\, I_{aM} \text{ sen } \omega t + k_2\, I_{aM} \text{ sen } 2\,\omega t + \ldots$$

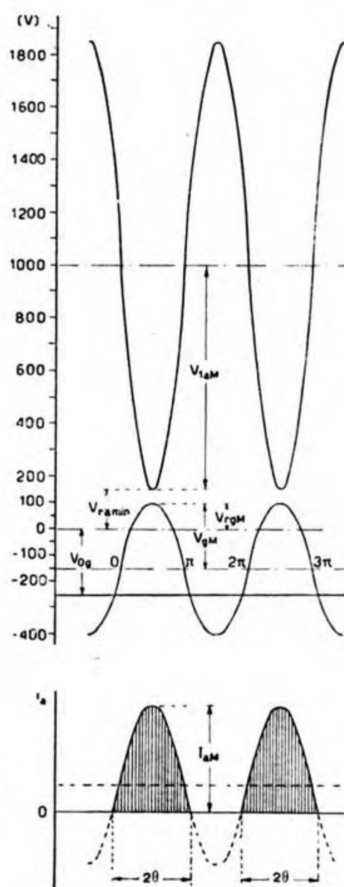


Fig. 2. — Diagramma delle tensioni risultanti, anodiche e di griglia, in funzione dell'angolo di circolazione della corrente anodica.

In base alla stessa teoria di Fourier possiamo scrivere per I_{0a}, I_{1aM}, I_{2aM}, ... le seguenti relazioni:

[2] $$I_{0a} = \beta\, I_{aM} = \frac{1}{T} \int_{\frac{\pi}{2} - \theta}^{\frac{\pi}{2} + \theta} i_a\, dt\,,$$

[3] $$I_{1aM} = k\, I_{aM} = \frac{2}{T} \int_{\frac{\pi}{2}-\theta}^{\frac{\pi}{2}+\theta} i_a \operatorname{sen} \omega t \; dt\,,$$

[4] $$I_{2aM} = k_2\, I_{aM} = \frac{2}{T} \int_{\frac{\pi}{2}-\theta}^{\frac{\pi}{2}+\theta} i_a \operatorname{sen} 2\,\omega t \; dt\,.$$

Delle suddette componenti della corrente di circolazione anodica i_a, solamente la componente fondamentale $I_{1aM} \operatorname{sen} \omega t$ produrrà, per quanto sopra detto, una differenza di potenziale alternativa ai capi del circuito oscillatorio anodico:

$$- V_{1aM} \operatorname{sen} \omega t = - I_{1aM}\, R_e \operatorname{sen} \omega t\,,$$

cosicchè riferendoci al circuito anodico del tubo potremo senz'altro scrivere, in base alla seconda legge di Kirchhoff, la seguente espressione per il valore istantaneo v_{ra} della differenza di potenziale tra anodo e catodo del tubo:

$$v_{ra} = V_{0a} - V_{1aM} \operatorname{sen} \omega t = V_{0a} - R_e\, k\, I_{aM} \operatorname{sen} \omega t.$$

Nell'istante $t = \frac{T}{4}$, in cui la tensione di eccitazione raggiunge il valore positivo massimo, la differenza di potenziale tra anodo e catodo assume il suo minimo valore $V_{ra\,\min}$ (fig. 2) ed avremo:

$$V_{ra\,\min} = V_{0a} - k\, I_{aM}\, R_e\,,$$

e quindi:

[5] $$I_{aM} = \frac{V_{0a} - V_{ra\,\min}}{k\, R_e}\,.$$

Riferendoci allora alle caratteristiche del tubo nel piano delle correnti anodiche I_a e delle tensioni anodiche V_a (fig. 3), per la determinazione di I_{aM} basterà condurre dal punto T delle ascisse, corrispondente al valore V_{0a} della tensione anodica di alimentazione, una retta inclinata sull'asse delle ascisse di un angolo Φ tale che $\operatorname{ctg} \Phi = k\, R_e$, e determinare il punto di intersezione di tale retta con la caratteristica quotata con il valore di tensione di griglia $V_{rgM} = - V_{0g} + V_{gM}$. Il segmento MP dà il valore di I_{aM} e quello PT il valore di $V_{1aM} = I_{1aM}\, R_e$.

Risulta senz'altro determinato in tal modo il valore della potenza di uscita P_e:

[6] $$P_e = \frac{1}{2}\, I_{1aM}\, V_{1aM} = \frac{1}{2}\, k^2\, I_{aM}^2\, R_e\,.$$

Se si conosce anche il coefficiente β, che figura nella relazione [2], risulteranno determinati la potenza assorbita P_{0a} ed il rendimento di conversione η, poichè:

[7] $$P_{0a} = I_{0a} V_{0a} = \beta I_{aM} V_{0a} ,$$

[8] $$\eta = \frac{P_c}{P_{0a}} = \frac{1}{2} \frac{k}{\beta} \frac{I_{aM} R_e}{V_{0a}} .$$

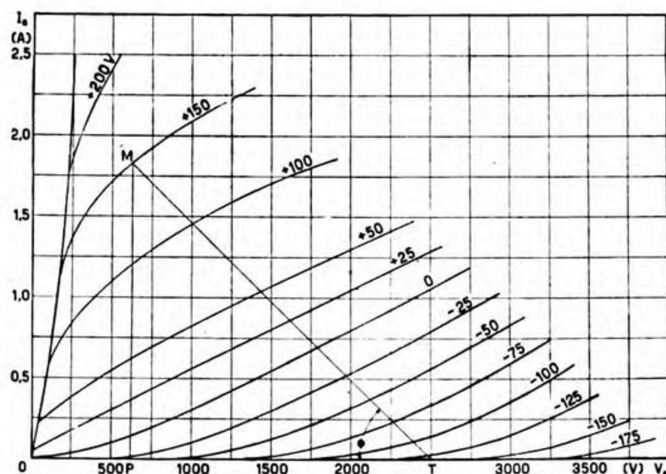


Fig. 3. — Famiglia delle caratteristiche statiche di un triodo nel piano I_a, V_a.

Da quanto sopra, risulta che la determinazione dei dati fondamentali relativi ad un amplificatore a radiofrequenza, cioè dei valori della potenza di uscita P_c, della potenza assorbita P_{0a} e del rendimento di conversione η, è semplice e rapida se si conoscono i coefficienti k e β in funzione dell'angolo di circolazione anodica $2\,\theta$.

Nei diagrammi della figura 4 sono rappresentati i valori di k e β e del rapporto $\chi = \frac{1}{2} \frac{k}{\beta}$ in funzione di θ per i tre casi fondamentali e cioè considerando caratteristiche del tubo aventi andamento lineare (diagrammi a tratto continuo), andamento semicubico (diagrammi a punto e linea) e andamento quadratico (diagrammi a tratti) (2).

(2) I diagrammi sono ricavati per le caratteristiche lineari e quadratiche in base alle seguenti relazioni facilmente deducibili [A. Marino: A. F., 1934, III, p. 541; H. Rothe: loc. cit. nota (1)].

Caratteristiche lineari:

$$k = \frac{\theta - \cos\theta \,\text{sen}\,\theta}{\pi\,(1 - \cos\theta)} ,$$

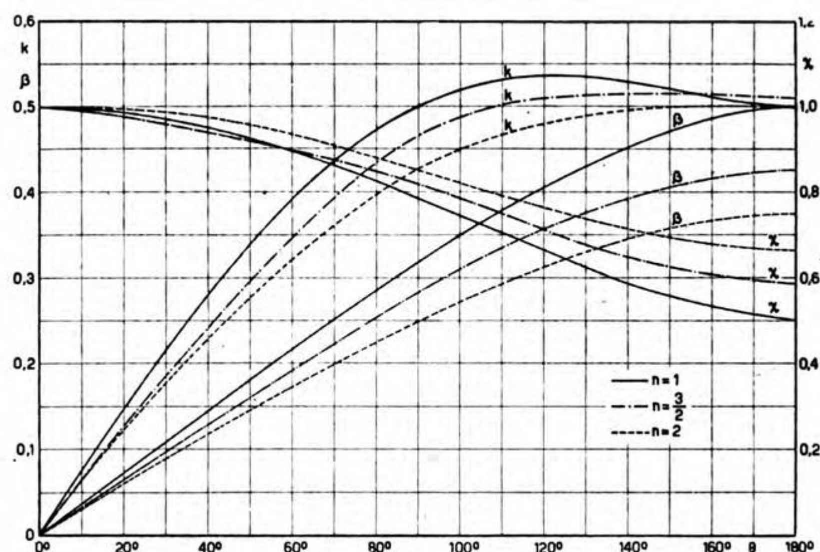


Fig. 4. — Andamento dei coefficienti k, β e χ in funzione del semiangolo di circolazione θ.

Il problema fondamentale nello studio di un amplificatore a radiofrequenza è quello di determinare i valori dei parametri che ne indivi-

---

$$\beta = \frac{\operatorname{sen}\theta - \theta\cos\theta}{\pi\,(1 - \cos\theta)}\,,$$

$$\chi = \frac{(\theta - \cos\theta\operatorname{sen}\theta)}{2\,(\operatorname{sen}\theta - \theta\cos\theta)}\,.$$

Caratteristiche quadratiche:

$$k = 2\,\frac{\operatorname{sen}\theta - \frac{1}{3}\operatorname{sen}^3\theta - \theta\cos\theta}{\pi\,(1 - \cos\theta)^2}\,,$$

$$\beta = \frac{\theta\left(\cos^2\theta + \frac{1}{2}\right) - \frac{3}{2}\operatorname{sen}\theta\cos\theta}{\pi\,(1 - \cos\theta)^2}\,,$$

$$\chi = \frac{\operatorname{sen}\theta - \frac{1}{3}\operatorname{sen}^3\theta - \theta\cos\theta}{\theta\left(\cos^2\theta + \frac{1}{2}\right) - \frac{3}{2}\operatorname{sen}\theta\cos\theta}\,.$$

Per le caratteristiche semicubiche il diagramma di k è stato riprodotto da quello determinato da C. E. Fay (Bell S. T. J., 1932, XI, p. 28) e quello di β è stato determinato con metodo analogo a quello seguito dal Fay per la determinazione di k.

duano il funzionamento in modo che questo risulti il più vantaggioso possibile. La questione è certamente molto complessa date le numerose combinazioni che possono essere attuate nei riguardi dei parametri che determinano il funzionamento di un tubo amplificatore a radiofrequenza (3); essa tuttavia può esaminarsi in modo rapido e completo,

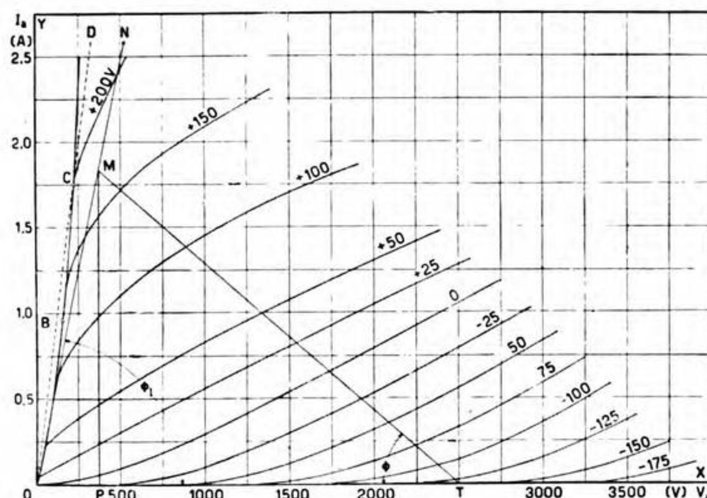


Fig. 5. — Tracciamento della retta limite di utilizzazione delle caratteristiche nel piano I_a, V_a per un triodo.

secondo due metodi diversi, che qui di seguito esporremo, i quali sono entrambi basati sull'applicazione del concetto di *retta limite di utilizzazione* delle caratteristiche del tubo nel piano I_a, V_a.

Tale concetto è stato introdotto da Urtel (4) per lo studio degli amplificatori ad audiofrequenza e recentemente è stato esteso da Rothe al caso degli amplificatori a radiofrequenza. Esso si basa sul tracciamento, nel piano delle caratteristiche statiche I_a, V_a del tubo, di una retta ON uscente dall'origine, inclinata dell'angolo Φ_l sull'asse delle ascisse, e a cui si può fare corrispondere il valore di resistenza $R_l = \text{ctg}\, \Phi_l$, che chiameremo *resistenza interna limite di potenza* del tubo. Tale retta, insieme con l'asse delle ascisse OX, delimita la zona di lavoro del tubo nel suo funzionamento in amplificazione a radiofrequenza, nel senso che

(3) Interessanti osservazioni sono al riguardo svolte in: Considerazioni sul calcolo degli amplificatori di potenza a radiofrequenza - A. F., 1939, VIII, p. 147.

(4) R. URTEL: Maximale Leistung, Wirkungsgrad und optimaler Aussenwiderstand von Endröhren - Telefunken Ztg., 1932, XIII (62), p. 28.

il punto M, indicato nella figura 3, che individua la corrente massima I_{aM} e quindi un dato regime di funzionamento del tubo, può giacere sulla retta ON (fig. 5) o nell'interno dell'angolo $N\hat{O}X$, e mai sui tratti di caratteristiche situati nell'angolo $N\hat{O}Y$.

Il Rothe, per il tracciamento della suddetta retta limite di utilizzazione, ha dato criteri piuttosto vaghi. In particolare, egli ammette che la retta limite si possa tracciare in base al concetto di evitare, nel funzionamento in amplificazione a radiofrequenza, i regimi oscillatori con sovraeccitazione, limitando l'escursione dell'ampiezza della tensione oscillante che si determina ai morsetti del circuito oscillatorio anodico, in modo che il minimo valore $V_{ra\ \min}$ della tensione tra anodo e catodo del tubo durante il regime oscillatorio (fig. 2), risulti uguale al valore massimo positivo della tensione risultante applicata alla griglia di comando, cioè risulti:

$$V_{ra\ \min} = -V_{0g} + V_{gM} = V_{rgM}\,.$$

In base a tale criterio, nel caso di un triodo per il quale le caratteristiche si possano ritenere rettilinee e rappresentabili dall'equazione di Vallauri $I_a = S\left(V_g + \dfrac{V_a}{\mu}\right)$, ponendo in detta equazione $V_g = V_{rgM}$, $V_a = V_{ra\ \min}$, $I_a = I_{aM}$, risulterebbe:

$$R_l = \frac{V_{ra\ \min}}{I_{aM}} = \frac{1}{S\left(1 + \dfrac{1}{\mu}\right)}\,.$$

Tale criterio, che è stato tenuto di base da molti altri autori, non risulta in generale accettabile, perchè esso in generale sottoporrebbe il tubo a sollecitazioni che potrebbero ridurne molto la durata. Se infatti si traccia la retta limite di utilizzazione in base al criterio $V_{rgM} = V_{ra\ \min}$, si constata per esempio nel caso dei triodi (retta OD della figura 5), che essa si approssima molto, fino a quasi confondersi, con il tratto iniziale comune alle caratteristiche quotate con valori positivi di tensione di griglia, restandone in parte esterna; il che vuol dire che si verrebbe praticamente ad ammettere che il punto M, rappresentativo del regime oscillatorio del tubo, possa senz'altro cadere nel suddetto tratto iniziale delle caratteristiche quotate con valori positivi della tensione di griglia (tratto OC della figura 5).

Ora, come vedremo meglio in seguito, ciò si verifica nel caso di tubi amplificatori a radiofrequenza modulati per variazione di tensione anodica, ma in tal caso è da osservare che il punto M, corrispondente al regime di onda portante, viene a trovarsi a circa metà del tratto iniziale della caratteristica quotata con un determinato valore di tensione positiva di griglia (ad esempio nel punto B della caratteristica di quota $V_g = 200$ V nel caso della figura 5) e solamente in corrispondenza del picco positivo di modulazione esso viene a spostarsi verso l'estremo

superiore (punto C) del tratto iniziale della caratteristica stessa. In corrispondenza del picco positivo di modulazione, la dissipazione della griglia di comando, pur risultando in generale eccessiva, si può tollerare, dato che tale regime di punta, nel caso della modulazione, si verifica per brevi istanti; regimi di dissipazione di griglia così elevati non potrebbero invece essere tollerati per regimi dell'amplificatore in funzionamento permanente, come nel caso degli amplificatori non modulati.

Si può aggiungere che il più delle volte non è nemmeno accettabile il criterio $V_{rgM} = 0{,}8\ V_{ra\ \min}$, indicato spesso da altri autori; è consigliabile invece che il valore di V_{rgM} risulti in generale non superiore a quello di $0{,}5 \div 0{,}7\ V_{ra\ \min}$. Comunque il criterio per determinare il valore più opportuno di R_l deve essere basato non su dati empirici, ma sulla limitazione imposta dalla potenza di dissipazione della griglia di comando, nel caso del triodo, e della griglia schermo, nel caso dei pentodi.

Per tale determinazione si potrà procedere come segue. Note le caratteristiche di un determinato tubo nel piano I_a, V_a (fig. 5), scelta una delle caratteristiche quotate con valore di tensione di griglia positivo V_g molto elevato, ad esempio la caratteristica $V_g = 200$ V, se ne determini l'intersezione con la verticale condotta per l'ascissa corrispondente ad un valore di circa $2 \div 2{,}5\ V_g$ e si congiunga il punto di intersezione con l'origine, determinando il valore di R_l corrispondente alla retta limite così tracciata. In base a questo valore di R_l si determinano, con i metodi che indicheremo in seguito, i diversi regimi di funzionamento corrispondenti alla potenza di dissipazione indicata dal costruttore per il tubo in esame. Ad ognuno di tali regimi corrisponde sulla retta R_l un punto, in base al quale si può successivamente determinare la potenza di eccitazione della griglia di comando, nel caso di un triodo o la potenza di dissipazione della griglia schermo nel caso di un pentodo. Se i valori così ottenuti risultano compatibili con quelli indicati dal costruttore, la retta limite tracciata si potrà considerare come definitiva; se invece essi risultano superiori o inferiori si traccerà una seconda retta limite corrispondente, rispettivamente, ad un valore maggiore o minore di quello R_l precedentemente considerato. Dopo qualche tentativo risulterà senz'altro possibile determinare un valore di R_l compatibile con le caratteristiche del tubo.

A tale riguardo si osservi che, per i triodi, la potenza di eccitazione di griglia si può determinare rapidamente in base alla formula semplificativa data da Thomas (5):

$$P_g = V_{gM}\, I_{0g}\,,$$

dove I_{0g} rappresenta il valore medio della corrente di circolazione di griglia. Detto valore si può calcolare facilmente, in funzione del valore

(5) H. P. Thomas: Determination of grid driving power in radio-frequency power amplifiers - Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 1134.

massimo della corrente di circolazione I_{gM}, essendo $I_{0g} = \beta_g I_{gM}$, dove β_g è un coefficiente analogo a quello introdotto precedentemente, con riferimento all'angolo di circolazione della corrente di griglia. D'altra parte il valore massimo I_{gM} si verifica in corrispondenza del minimo valore di tensione anodica $V_{ra\ \min}$, il quale è già noto per il regime che si considera, cosicchè riferendocisi alla famiglia delle caratteristiche di griglia che forniscono normalmente i costruttori, la determinazione di I_{gM} risulta immediata.

Si osservi inoltre che della potenza P_g, la parte $V_{0g} I_{0g}$ viene dissipata nella sorgente di polarizzazione di griglia e la rimanente viene dissipata in calore sulla griglia di comando; di questo occorrerebbe pertanto preoccuparsi, ma nella pratica è meglio riferirsi alla intera potenza di eccitazione, dato che normalmente i costruttori indicano il valore massimo della potenza di eccitazione di griglia che non si deve mai superare.

Il procedimento esposto è stato seguito nel caso del tubo RCA 849, tenendo di base la potenza di dissipazione di 400 W indicata dal costruttore. Per tale tubo il valore di R_l, compatibile con la potenza di eccitazione indicata dal costruttore, risulta di 250 Ω e per tale valore si ha circa $V_{ra\ \min} = 3\ V_{rgM}$.

Per quanto riguarda i pentodi, come è stato precedentemente detto, la determinazione di R_l va fatta con lo stesso procedimento indicato per i triodi, calcolando però, per i diversi regimi relativi alla dissipazione anodica massima del tubo, la potenza dissipata sulla griglia schermo, in quanto detto elettrodo, nel funzionamento in amplificazione a radiofrequenza, risulta più sollecitato della griglia di comando.

Per il calcolo della potenza dissipata su tale elettrodo, occorre tener presente che la tensione della griglia schermo può essere ritenuta costante durante il regime oscillatorio, per la presenza di capacità di grande valore tra griglia schermo e catodo, cosicchè la potenza dissipata risulta:

$$P_{g2} = V_{0g2}\, I_{0g2}$$

dove I_{0g2}, corrente media della griglia schermo, può essere espressa mediante la relazione $I_{0g2} = \beta_{g2} I_{g2M}$ in funzione della corrente massima di griglia schermo I_{g2M}, essendo β_{g2} riferito all'angolo di circolazione della corrente di schermo. Il valore di I_{g2M} può essere determinato in base alla famiglia delle caratteristiche della corrente di griglia schermo fornite dal costruttore, tenendo presente che esso si verifica in corrispondenza del valore minimo $V_{ra\ \min}$ della tensione anodica.

Premesso quanto sopra, possiamo ora passare alla determinazione delle migliori condizioni di funzionamento di un tubo elettronico in amplificazione a radiofrequenza.

PRIMO METODO DI STUDIO DEGLI AMPLIFICATORI A RADIOFREQUENZA

3. - Coefficienti caratteristici dell'amplificazione a radiofrequenza.

Il metodo enunciato si basa sulla introduzione di alcuni coefficienti numerici che definiscono il funzionamento di un amplificatore a radiofrequenza in relazione alla potenza utile, alla potenza di alimentazione, alla potenza dissipata, alla corrente anodica massima, ai rendimenti di conversione e di utilizzazione, indipendentemente dal tubo impiegato.

Per potere stabilire tali coefficienti, occorre che nella relazione fondamentale [5], relativa all'amplificazione a radiofrequenza, compaia la resistenza interna limite di potenza R_l. A tale scopo, riferendocisi alla figura 5, si rileva $V_{ra\ \min} = I_{aM} R_l$, cosicchè la [5] si trasforma nella seguente:

[9] $$I_{aM} = \frac{V_{0a}}{R_l} \frac{1}{k\left(\dfrac{R_e}{R_l} + \dfrac{1}{k}\right)},$$

e tenendo presente $I_{1aM} = k\, I_{aM}$, avremo anche:

[10] $$I_{1aM} = \frac{V_{0a}}{R_l} \frac{1}{\dfrac{R_e}{R_l} + \dfrac{1}{k}}.$$

Potremo allora scrivere le seguenti relazioni fondamentali:

[11] $$V_{1aM} = R_e\, I_{1aM} = V_{0a} \frac{\dfrac{R_e}{R_l}}{\dfrac{R_e}{R_l} + \dfrac{1}{k}},$$

[12] $$P_c = \frac{1}{2} V_{1aM}\, I_{1aM} = \frac{1}{2} \frac{V_{0a}^2}{R_l} \frac{\dfrac{R_e}{R_l}}{\left(\dfrac{R_e}{R_l} + \dfrac{1}{k}\right)^2},$$

[13] $$P_{0a} = V_{0a}\, I_{0a} = V_{0a} \frac{\beta}{k} I_{1aM} = \frac{V_{0a}^2}{R_l} \frac{\beta}{k} \frac{1}{\dfrac{R_e}{R_l} + \dfrac{1}{k}},$$

[14] $$P_a = P_{0a} - P_c = \frac{V_{0a}^2}{R_l}\left[\frac{\beta}{k} \frac{1}{\dfrac{R_e}{R_l} + \dfrac{1}{k}} - \frac{1}{2} \frac{\dfrac{R_e}{R_l}}{\left(\dfrac{R_e}{R_l} + \dfrac{1}{k}\right)^2}\right],$$

[15] $$\eta = \frac{P_e}{P_{0a}} = \frac{1}{2}\,\frac{k}{\beta}\,\frac{\dfrac{R_e}{R_l}}{\dfrac{R_e}{R_l}+\dfrac{1}{k}},$$

[16] $$\varrho = \frac{P_e}{P_a} = \frac{\eta}{1-\eta}\,.$$

Le relazioni [9], [12], [13] e [14] potremo anche scriverle in ordine diverso, come segue:

[17] $$\gamma = \frac{P_e\,R_l}{V_{0a}^{\,2}} = \frac{1}{2}\,\frac{\dfrac{R_e}{R_l}}{\left(\dfrac{R_e}{R_l}+\dfrac{1}{k}\right)^2},$$

[18] $$\delta = \frac{P_a\,R_l}{V_{0a}^{\,2}} = \frac{\beta}{k}\,\frac{1}{\dfrac{R_e}{R_l}+\dfrac{1}{k}} - \frac{1}{2}\,\frac{\dfrac{R_e}{R_l}}{\left(\dfrac{R_e}{R_l}+\dfrac{1}{k}\right)^2},$$

[19] $$\alpha = \frac{P_{0a}\,R_l}{V_{0a}^{\,2}} = \frac{\beta}{k}\,\frac{1}{\dfrac{R_e}{R_l}+\dfrac{1}{k}},$$

[20] $$\varepsilon = \frac{I_{aM}\,R_l}{V_{0a}} = \frac{1}{k}\,\frac{1}{\dfrac{R_e}{R_l}+\dfrac{1}{k}};$$

e queste con la [15] e la [16] già scritte, definiscono sei coefficienti che riescono di grande utilità.

Chiameremo γ coefficiente di potenza utile, δ coefficiente di potenza dissipata, α coefficiente di potenza di alimentazione, ε coefficiente di corrente anodica massima, η coefficiente di rendimento e ϱ coefficiente di utilizzazione del tubo.

Tutti questi coefficienti sono grandezze senza dimensioni e cioè numeri puri. Essi caratterizzano completamente il fenomeno dell'amplificazione a radiofrequenza, indipendentemente dalle caratteristiche del tubo, le quali invece intervengono introducendo certe condizioni limitatrici, di cui diremo in seguito; tali coefficienti risultano infatti funzioni solamente dell'angolo di circolazione della corrente anodica $2\,\theta$ e del rapporto $\dfrac{R_e}{R_l}$. In detto rapporto interviene, è vero, la resistenza interna limite R_l il cui valore dipende, come abbiamo visto, dalle caratteristiche del tubo; ma è da rilevare che il vincolo determinato dal valore di tale

resistenza nell'esame del fenomeno dell'amplificazione, si riferisce solamente alla resistenza esterna di utilizzazione R_e, nel senso che l'esame dell'amplificazione porta a risultati che sono validi solamente per valori relativi di R_e rispetto a R_l e non per valori assoluti di R_e.

È da rilevare ancora che dei sei coefficienti suddetti, tre sono fondamentali e cioè quello di potenza utile, quello di potenza dissipata e quello di corrente anodica massima; i rimanenti tre, anch'essi molto utili, derivano dai primi due, in quanto che per un dato valore di θ e di $\frac{R_e}{R_l}$ si ha:

$$\alpha = \gamma + \delta\,, \qquad \eta = \frac{\gamma}{\gamma + \delta}\,, \qquad \varrho = \frac{\gamma}{\delta}\,.$$

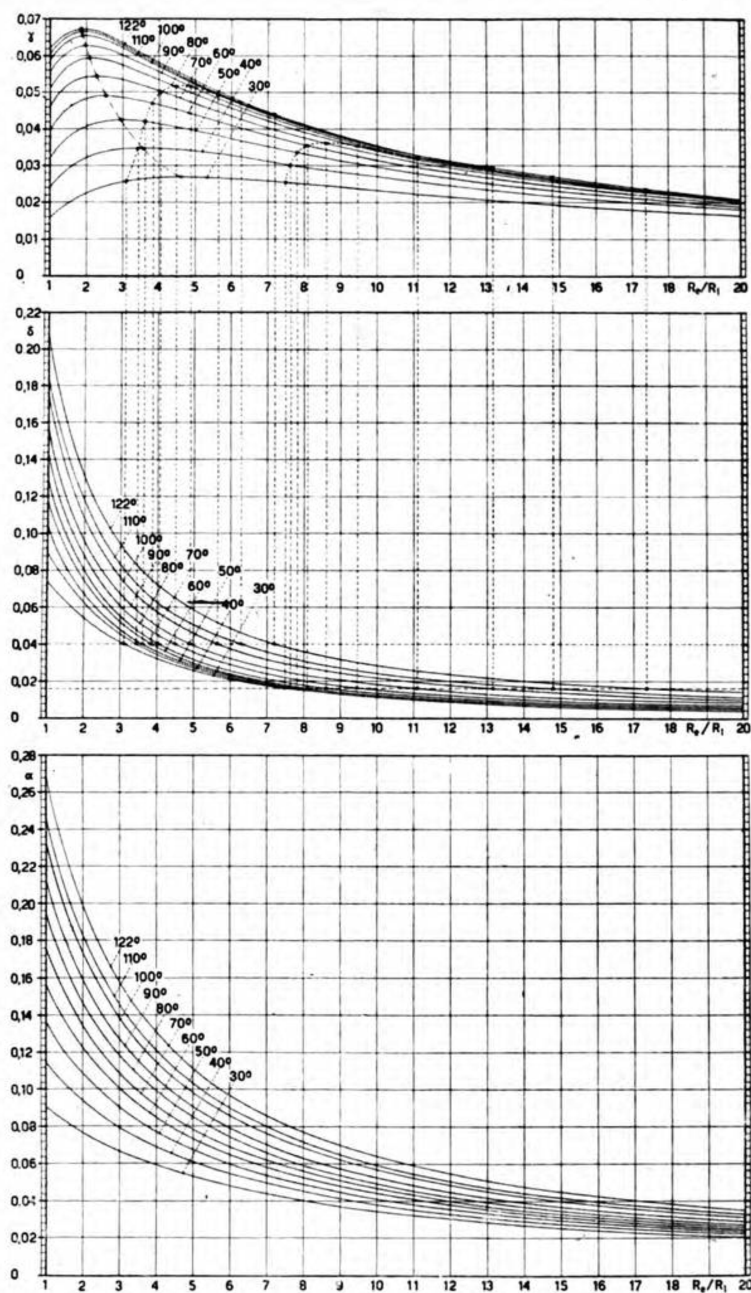
Nella figura 6 sono state tracciate le curve dei sei coefficienti considerati in funzione del rapporto $\frac{R_e}{R_l}$, prendendo come parametri i valori del semiangolo θ di circolazione della corrente anodica e prendendo per k e β i valori calcolati in base alle caratteristiche ad andamento lineare. È da osservare che tali famiglie di curve si sarebbero potute tracciare, anzichè in funzione di $\frac{R_e}{R_l}$, in funzione del semiangolo di circolazione θ, prendendo come parametri i valori del rapporto $\frac{R_e}{R_l}$; in tutti e due i casi inoltre esse avrebbero potuto essere tracciate in base ai valori di k e di β, calcolati per caratteristiche ad andamento semicubico e quadratico, invece che per caratteristiche lineari. Le diverse varianti possibili nel tracciamento delle caratteristiche non hanno importanza per le considerazioni che stiamo per svolgere, in quanto che queste, dal punto di vista di un esame qualitativo dei fenomeni in giuoco, restano egualmente valide.

Dei sei coefficienti, particolarmente importante è quello γ relativo alla potenza utile. Per un determinato valore di θ, il massimo valore di γ al variare del rapporto $\frac{R_e}{R_l}$, che si ha eguagliando a zero la sua derivata rispetto a $\frac{R_e}{R_l}$, si ottiene per:

$$\frac{R_e}{R_l} = \frac{1}{k}\,.$$

Partendo da piccoli valori di θ, il valore massimo del coefficiente γ che si ha per un determinato valore di θ, aumenta con l'aumentare di θ, fino a che questo non raggiunga il valore di 122°, al quale corrisponde il massimo valore del coefficiente k, e quindi diminuisce; cosicchè il massimo valore assoluto, $\gamma = 0{,}067$, risulta in corrispondenza di $\theta = 122°$ e sempre per:

$$\frac{R_e}{R_l} = \frac{1}{k} = 1{,}87\,.$$


γ
0,07
0,06
0,05
0,04
0,03
0,02
0,01
0
122°
110°
100°
90°
80°
70°
60°
50°
40°
30°
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 R_e/R_i 20
δ
0,22
0,20
0,18
0,16
0,14
0,12
0,10
0,08
0,06
0,04
0,02
0
122°
110°
100°
90°
80°
70°
60°
50°
40°
30°
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 R_e/R_i 20
α
0,28
0,26
0,24
0,22
0,20
0,18
0,16
0,14
0,12
0,10
0,08
0,06
0,04
0,02
0
122°
110°
100°
90°
80°
70°
60°
50°
40°
30°
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 R_e/R_i 20

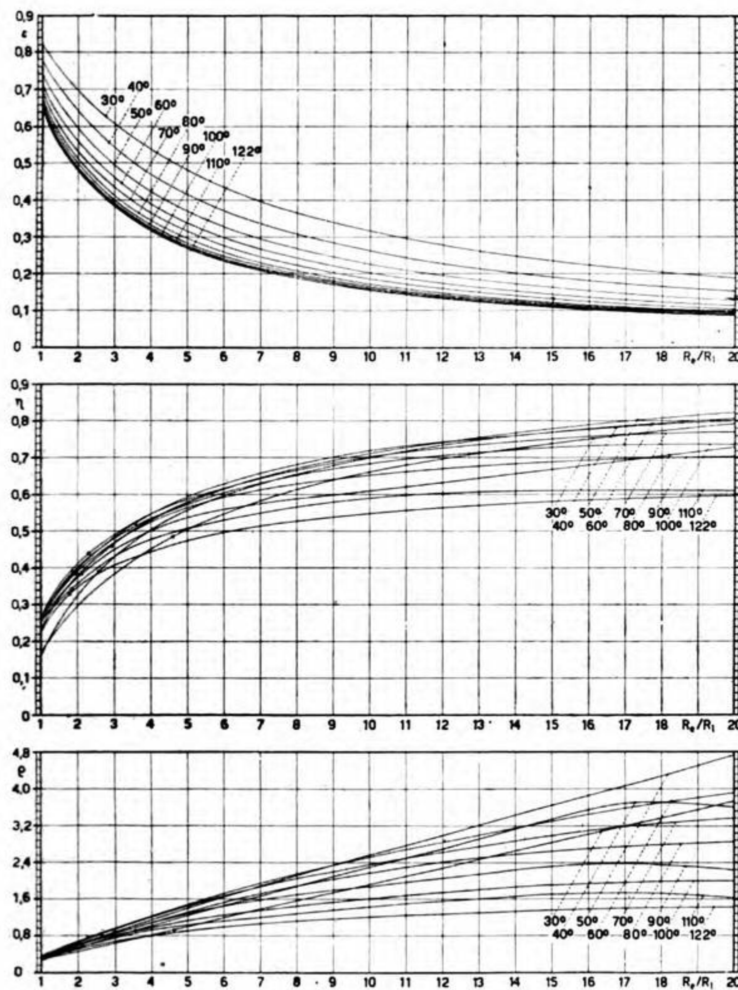


Fig. 6. — Andamento dei coefficienti caratteristici dell'amplificazione a radiofrequenza (γ, δ, α, ε, η, ϱ) in funzione del rapporto $\frac{R_e}{R_l}$ e del semiangolo di circolazione θ.

Quanto sopra risulta chiaramente dall'esame della famiglia del coefficiente γ rappresentata nella figura 6, nella quale, per ogni curva relativa ad un determinato valore di θ, il valore massimo che si ottiene in corrispondenza della condizione $\frac{R_e}{R_l} = \frac{1}{k}$ è indicato con un cerchietto.

Il comportamento del coefficiente di potenza utile con il variare di $\frac{R_e}{R_l}$ e con il variare di θ è molto significativo, in quanto esso ci segnala senz'altro come varia in corrispondenza la potenza utile P_e riferita ad un determinato tubo, dato che questa è legata al coefficiente γ dalla relazione [17] e cioè dalla relazione:

$$P_e = \gamma \frac{V_{0a}^2}{R_l} . \qquad [21]$$

Si può pertanto senz'altro stabilire che, nell'amplificazione a radiofrequenza, quando non intervengano condizioni limitatrici, la potenza utile, che può essere tratta da un tubo elettronico, per un dato valore del rapporto $\frac{V_{0a}^2}{R_l}$, varia con il variare del relativo coefficiente γ e quindi essa, per un dato valore del semiangolo di circolazione θ, assume il massimo valore in corrispondenza del valore del rapporto $\frac{R_e}{R_l} = \frac{1}{k}$; tale massimo valore aumenta con l'aumentare di θ, fino a che questo non raggiunge i 122°, per poi cominciare a decrescere con l'ulteriore aumento di θ.

Se d'altra parte si esamina come varia il rendimento di conversione in corrispondenza dei regimi di massima potenza di uscita, come risulta dallo stesso diagramma della figura 6, dove nella famiglia dei coefficienti di rendimento η i valori corrispondenti ai regimi con massimo coefficiente di potenza utile sono segnati con cerchietti, si rileva che il coefficiente di rendimento diminuisce con l'aumentare dell'angolo di circolazione della corrente anodica; si può dunque senz'altro stabilire che nell'amplificazione a radiofrequenza sono da escludere regimi oscillatori in classe AB, ai quali corrispondano semiangoli di circolazione θ maggiori di 122°, poichè per essi la potenza utile di uscita, come si è visto precedentemente, non cresce, ma diminuisce ed inoltre il rendimento di conversione peggiora.

Dalla stessa relazione [21] si rileva che in un tubo elettronico la potenza utile di uscita, per un determinato regime di oscillazione e quindi per un determinato valore di γ, aumenta direttamente con il quadrato della tensione anodica e inversamente con la resistenza interna limite. In particolare, nel caso dei regimi corrispondenti ai valori $\theta = 122°$ e $\theta = 90°$ (funzionamento in classe B) le massime potenze utili e i relativi rendimenti di conversione risultano come segue:

$$\theta = 122°, \qquad P_e = 0{,}067 \frac{V_{0a}^2}{R_l}, \qquad \eta = 0{,}335 ; \qquad [22]$$

$$\theta = 90°, \qquad P_e = \frac{1}{16} \frac{V_{0a}^2}{R_l}, \qquad \eta = 0{,}43 . \qquad [23]$$

Si noti che nel caso della classe B, l'espressione della potenza data dalla [23] è la stessa di quella che si ha nel funzionamento di amplificazione in classe B in audiofrequenza; anche il rendimento di conversione ha lo stesso valore.

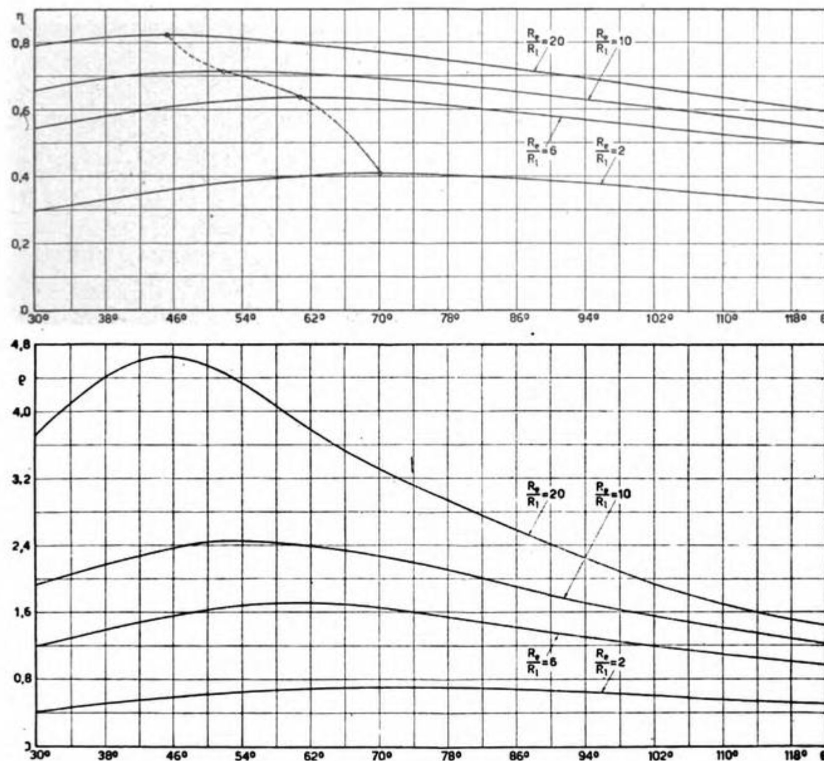


Fig. 7. — Andamento dei coefficienti di rendimento η e di utilizzazione ϱ in funzione del semiangolo di circolazione θ, per diversi valori del rapporto $\frac{R_e}{R_l}$.

Tutte le considerazioni finora svolte valgono sempre per il caso che non esistano condizioni restrittive; vedremo in seguito come queste ultime rendano impossibile il trarre dai tubi elettronici in amplificazione ad alta frequenza valori di potenza corrispondenti alla relazione [22], salvo per i casi in cui si lavori con bassi valori di tensione anodica. Prima però di addentrarci nell'esame delle condizioni limitatrici che si presentano nell'utilizzazione pratica dei tubi elettronici, è opportuno mettere in evidenza sia l'andamento degli altri coefficienti precedente-

mente introdotti, sia l'influenza che le variazioni di uno di essi porta sui rimanenti.

In particolare, come si rileva dai diagrammi della figura 6, il coefficiente di potenza di alimentazione α e quello di potenza dissipata δ hanno andamento analogo, e cioè essi, per un dato valore del rapporto $\frac{R_e}{R_l}$, aumentano con il crescere dell'angolo di circolazione $2\,\theta$, e per un dato valore di questo, aumentano con il diminuire del rapporto $\frac{R_e}{R_l}$.

Il coefficiente di corrente anodica massima, ε, ha andamento differente e cioè per un dato valore del rapporto $\frac{R_e}{R_l}$ cresce con il diminuire di θ e per un dato valore di θ diminuisce con il crescere del rapporto $\frac{R_e}{R_l}$.

Il coefficiente di rendimento η, come risulta più chiaramente dalle famiglie della figura 7 tracciate in funzione di θ assumendo i valori del rapporto $\frac{R_e}{R_l}$ come parametri, per un dato valore di $\frac{R_e}{R_l}$ presenta un massimo in corrispondenza di un determinato valore di θ, il quale ultimo risulta tanto più elevato, quanto più basso è il valore di $\frac{R_e}{R_l}$; così per $\frac{R_e}{R_l} = 2$ il massimo di η si ha per circa $\theta = 70^o$; per $\frac{R_e}{R_l} = 6$, il massimo si ha per circa $\theta = 60^o$. Inoltre tali valori massimi aumentano con l'aumentare del rapporto $\frac{R_e}{R_l}$.

L'andamento del coefficiente di utilizzazione del tubo, ϱ, risulta chiaramente illustrato nella stessa figura 7, che rappresenta la famiglia delle curve di ϱ in funzione di θ per diversi valori del parametro $\frac{R_e}{R_l}$.

Circa le reciproche dipendenze tra i vari coefficienti ha particolare importanza l'esame dell'influenza delle variazioni del coefficiente di potenza dissipata sugli altri coefficienti e soprattutto sulla potenza utile di uscita e sul rendimento di conversione.

Si consideri perciò un dato valore del coefficiente di potenza dissipata δ e, con riferimento alla relativa famiglia della figura 6, per l'ordinata corrispondente a tale valore si tracci una parallela all'asse delle ascisse; tale parallela incontrerà ciascuna delle diverse curve della famiglia in un punto, che individua senz'altro un regime di funzionamento caratterizzato da un determinato valore di θ e di $\frac{R_e}{R_l}$.

Per ciascuno di tali regimi di funzionamento si possono determinare subito i valori degli altri cinque coefficienti, tracciando per ciascuno dei punti d'intersezione le verticali ed individuando le intersezioni di tali

verticali con le curve degli altri coefficienti relativi agli stessi valori del semiangolo di circolazione θ.

Facciamo ora variare il coefficiente di potenza dissipata; per ogni suo valore si può tracciare, come sopra, una parallela all'asse delle ascisse ed individuare così i corrispondenti regimi di funzionamento; tracciando successivamente le verticali per i punti corrispondenti a tali regimi, si possono determinare i relativi coefficienti di potenza utile, e tra questi individuare quello di massimo valore. In tal modo, facendo corrispondere ad ogni valore del coefficiente di potenza dissipata un regime di massima potenza utile, potremo tracciare un diagramma che abbia per ascisse i coefficienti di potenza dissipata e per ordinate il coefficiente di potenza utile, che corrisponde al regime di massima potenza di uscita, e per ciascuno di tali regimi riportare anche i relativi valori dei coefficienti di corrente massima, di rendimento e di utilizzazione (fig. 8).

In base a quanto è stato sopra esposto si possono stabilire, per l'amplificazione a radiofrequenza, i seguenti risultati fondamentali.

a) Ad ogni valore del coefficiente di potenza dissipata corrisponde un determinato regime oscillatorio, caratterizzato da un coefficiente di potenza di uscita maggiore di tutti quelli degli altri possibili regimi oscillatori, relativi al valore del coefficiente di potenza dissipata che si considera; lo denomineremo regime oscillatorio di massima potenza utile.

b) Con l'aumentare del coefficiente di potenza dissipata, aumenta anche il coefficiente di massima potenza utile, fino a che non si raggiunga il valore $\gamma = 0{,}067$ che si ha in corrispondenza di $\theta = 122^\circ$ ed $\frac{R_e}{R_i} = 1{,}87$; dopo di che il coefficiente di potenza utile comincia a diminuire.

c) Con l'aumentare del coefficiente di potenza dissipata, il regime di massima potenza utile si verifica per valori crescenti dell'angolo di circolazione e per valori decrescenti del rapporto $\frac{R_e}{R_i}$; inoltre risultano decrescenti i corrispondenti valori del coefficiente di conversione e del coefficiente di utilizzazione, e crescenti quelli del coefficiente di corrente anodica massima.

I risultati riassunti nei diagrammi della figura 8 riescono particolarmente interessanti per il progetto di un tubo elettronico, in quanto permettono di stabilire le caratteristiche di un determinato tubo, in modo che risultino il più possibile armoniche tra di loro.

Tale armonia deve essere intesa nel senso che è inutile, per esempio, progettare un tubo con una forte potenza di dissipazione quando l'emissione del filamento non consenta di sfruttare tale possibilità e viceversa è inutile esagerare nella possibilità di emissione del filamento quando la potenza di dissipazione anodica del tubo stesso non permetta di sfruttarla convenientemente. Inoltre, mediante i diagrammi della figura 8,

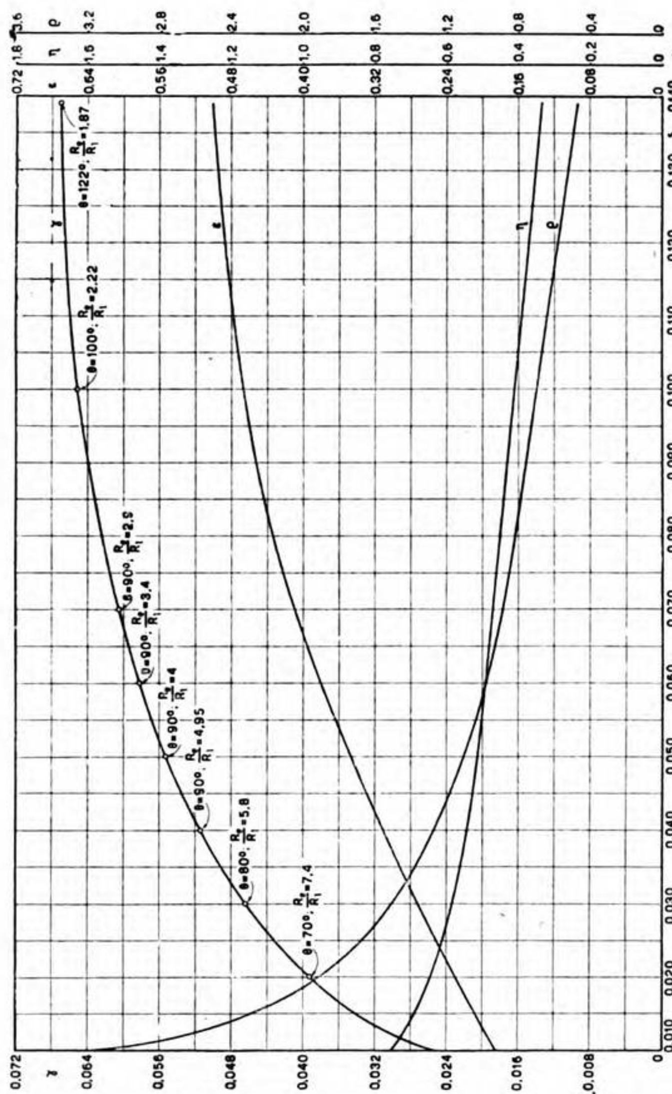


Fig. 8. — Andamento dei coefficienti γ, ε, η e ϱ in funzione del coefficiente di potenza dissipata δ.

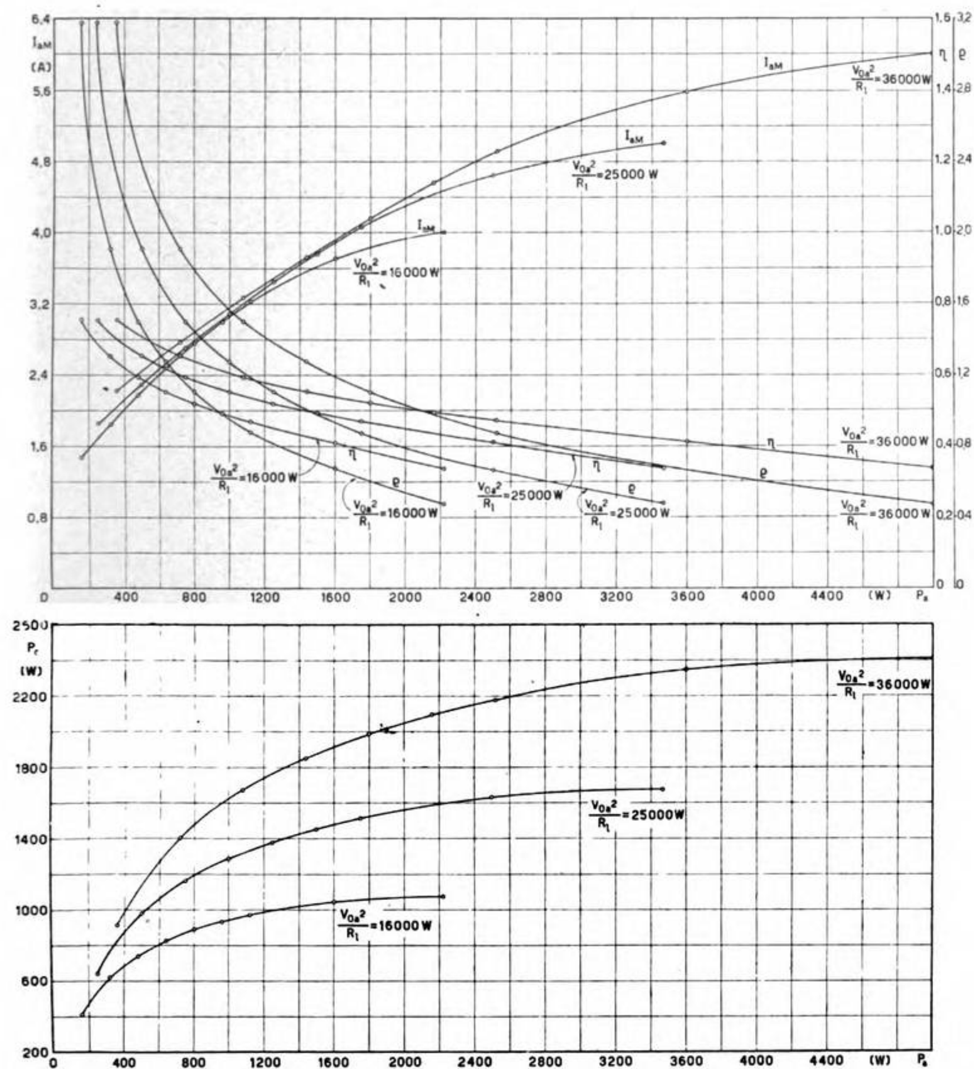


Fig. 9. — Andamento della corrente massima, dei coefficienti η e ϱ, e della potenza utile, in funzione della potenza dissipata e per diversi valori del rapporto $\frac{V_{0a}^2}{R_l}$.

si possono fissare i dati di progetto del tubo in base alle particolari finalità di uso, nel senso che in alcuni casi interessa avere tubi che siano particolarmente rispondenti per funzionamento con forte rendimento di conversione (ad esempio per stadi finali di grandi trasmettitori) ed in altri casi interessa avere tubi che siano particolarmente rispondenti per funzionamento con forte coefficiente di utilizzazione (tubi per stadi intermedi di trasmettitori e per stadi finali di piccoli trasmettitori).

Dalla figura 8 è facile anche ricavare altri diagrammi che dànno direttamente le potenze utili massime in funzione delle potenze di dissipazione, riferite a tubi caratterizzati da determinati valori del rapporto $\frac{V_{0a}^2}{R_l}$. In particolare nella figura 9 sono riportati tali diagrammi, ricavati da quelli della figura 8, per tre diversi valori del rapporto $\frac{V_{0a}^2}{R_l}$ e cioè per 16 000, 25 000, 36 000 W; in essa sono stati tracciati anche i diagrammi dei coefficienti di rendimento e di utilizzazione nonchè i diagrammi dei valori della corrente anodica massima in luogo di quelli dei vari coefficienti ad essi corrispondenti; per fare ciò si è dovuto precisare il valore di R_l in 250 Ω e quindi quelli di V_{0a} in 2000, 2500 e 3000 V.

4. - Classificazione degli amplificatori e condizioni limitatrici nel loro funzionamento.

Possiamo ora cercare di stabilire i criteri da tener di base per la determinazione delle migliori condizioni di funzionamento dei diversi tipi di amplificatori a radiofrequenza.

Questi, dal punto di vista che attualmente ci interessa, possono essere distinti in due principali categorie: amplificatori di oscillazioni non modulate per la prima, amplificatori modulatori e amplificatori di oscillazioni modulate per la seconda.

Degli amplificatori di oscillazioni non modulate occorre distinguere quelli funzionanti in stadi di potenza, intermedi o finali, da quelli funzionanti in stadi separatori.

Degli amplificatori modulatori occorre considerare quelli agenti per variazione di tensione anodica, per variazione di tensione di griglia di comando, di griglia schermo, di griglia soppressore; e in questa classe si considerano anche gli amplificatori di oscillazioni modulate per analogia del procedimento di calcolo a quello dei modulatori.

In tutti i casi suddetti intervengono sempre nel funzionamento dei tubi da adoperare certe condizioni limitatrici, variabili secondo i diversi casi, le quali limitano le possibilità di sfruttamento dei tubi stessi.

Tali condizioni limitatrici sono in generale in relazione o con le caratteristiche dei tubi elettronici, o con le sorgenti esterne di eccitazione e di alimentazione dei tubi stessi; esse possono essere riassunte come segue.

a) *Potenza di dissipazione anodica*. Per ogni tubo elettronico il costruttore indica il valore della massima potenza che esso può dissipare

in calore sull'anodo, valore che non deve essere in alcun modo superato se non si vuole pregiudicare la durata del tubo. Tale criterio è generale e deve essere rispettato in tutti i possibili tipi di funzionamento del tubo nell'amplificazione a radiofrequenza; a seconda dei diversi casi, come vedremo in seguito, il criterio suddetto va applicato in modo appropriato.

b) *Corrente di emissione.* Ogni tubo elettronico è caratterizzato da un determinato tipo di filamento e, in relazione alla potenza da erogare, da un dato valore della corrente di emissione. In particolare sono da distinguere i tipi a bassa emissione specifica (tubi a filamento di tungsteno puro) da quelli ad elevata emissione specifica (tubi a filamento di tungsteno toriato, tubi a riscaldamento diretto ed indiretto con catodi ricoperti di ossidi). Per i primi il valore massimo della corrente anodica, durante il regime oscillatorio, può raggiungere il valore di emissione, senza che il tubo resti danneggiato; per i secondi invece ci si deve mantenere più o meno lontani da questo limite. Di ciò è necessario tener conto nell'amplificazione a radiofrequenza, qualunque sia il tipo di amplificatore.

c) *Potenza di alimentazione e rendimento.* In alcuni casi la potenza di alimentazione del tubo non può superare un determinato valore, in relazione alla disponibilità della sorgente di energia; in altri casi, per ragioni economiche (stadi finali di trasmettitori di grande potenza) interessa che il rendimento di conversione non scenda al disotto di un determinato valore; evidentemente di tali circostanze occorre tener conto nel progetto dell'amplificatore.

d) *Potenza di eccitazione e possibilità di dissipazione degli elettrodi ausiliari.* In alcuni casi, la potenza di eccitazione della griglia di comando dell'amplificatore a radiofrequenza che si considera non può essere spinta oltre un determinato valore a causa della limitata disponibilità di erogazione dello stadio precedente. In altri casi la potenza di eccitazione non può essere spinta oltre determinati limiti a causa della limitata possibilità di dissipazione della griglia di comando, per il triodo, o di altri elettrodi ausiliari e in particolare della griglia schermo, per i pentodi. Di tali limitazioni si tiene conto, come abbiamo precedentemente visto, nella determinazione del valore di R_l.

5. - Amplificatori di potenza.

Il problema dell'amplificatore di potenza di oscillazioni non modulate, può essere considerato sotto diversi punti di vista; più frequentemente esso si presenta come segue: dato un tipo di tubo elettronico, si desidera individuarne le condizioni di funzionamento più vantaggiose. In tal caso, la condizione limitatrice fondamentale è costituita dalla potenza di dissipazione anodica; pertanto, dopo di aver determinato con il criterio precedentemente indicato il valore appropriato di R_l, si calcola, in base a tale valore e a quelli della tensione anodica di alimenta-

zione e della potenza di dissipazione forniti dal costruttore, il corrispondente valore del coefficiente di potenza dissipata, e per esso si individua il regime oscillatorio di massima potenza, verificando che risulti compatibile, per quanto riguarda il valore massimo della corrente anodica a cui dà luogo, con l'emissione del filamento.

Per riferirci ad un caso pratico, consideriamo quello del tubo RCA 849, per il quale si è determinato il valore di R_l in 250 Ω; in base a tale valore e ai dati indicati dal costruttore, cioè 400 W per la potenza di dissipazione anodica e 2500 V per la tensione anodica, risulta senz'altro individuato il valore del coefficiente di potenza dissipata:

$$\delta = \frac{400 \times 250}{2500^2} = 0{,}016\,.$$

Tracciando nel diagramma della figura 6 l'orizzontale che passa per l'ordinata $\delta = 0{,}016$, si rileva che il regime di massima potenza utile corrisponde a $\theta = 70^0$ ed $\dfrac{R_e}{R_l} = 8{,}8$; per tale regime risulta inoltre:

$$\gamma = 0{,}0358\,, \qquad \alpha = 0{,}052\,, \qquad \varepsilon = 0{,}22\,,$$

$$\eta = 0{,}68\,, \qquad \varrho = 2{,}16\,.$$

Si ha cioè una potenza utile di circa 905 W, con rendimento $\eta = 0{,}68$ ed una corrente anodica massima di 2,2 A, senz'altro compatibile con la corrente di emissione del tubo.

Altre volte il problema dell'amplificatore di potenza si presenta in modo diverso, in quanto interessa non di determinare la massima potenza che si può trarre da un determinato tubo, ma di scegliere, in relazione ad un valore prefissato di potenza utile, tra i tubi disponibili in commercio, quello meglio rispondente allo scopo.

In tal caso, individuati in relazione alla potenza da mettere in giuoco un certo numero di tubi, per ognuno di essi si determina il valore di R_l. Noto R_l, essendo noto anche dai dati forniti dal costruttore il valore della tensione anodica di alimentazione, si può senz'altro determinare il valore del rapporto $\dfrac{R_l}{V_{0a}^2}$ e quindi il valore del coefficiente di potenza utile.

Con riferimento ancora al diagramma della figura 6, si traccia l'orizzontale passante per il valore suddetto di γ e si individuano i relativi regimi oscillatori, dei quali si prescegliera quello a cui corrisponde il coefficiente di potenza dissipata di minimo valore e quindi il massimo valore del coefficiente di rendimento, sempre però a condizione che il relativo coefficiente di corrente massima sia compatibile con la corrente di emissione del tubo. Dei diversi tipi di tubi esaminati, si sceglierà infine quello, che a parità di altre condizioni consente di lavorare con il migliore rendimento di conversione.

Problemi ancora differenti si possono facilmente risolvere sulla traccia del metodo indicato per i due esempi precedenti.

6. - Amplificatori separatori.

L'impiego di stadi amplificatori separatori è ormai diffuso nella costruzione dei moderni radiotrasmettitori telegrafici e telefonici. Spesso, nei trasmettitori di piccola potenza (intorno a 100 W in antenna), che per ragioni di uso non possono essere costruiti a più di due stadi, per ottenere una sufficiente stabilità nella frequenza di emissione, si fa lavorare lo stadio finale di potenza come stadio separatore senza corrente di griglia; allora è particolarmente importante poter ricavare dal tubo la massima potenza di uscita.

Per l'esame dei tubi amplificatori separatori, è necessario considerare separatamente il caso dei triodi da quello dei pentodi.

Per i triodi, la determinazione delle condizioni di funzionamento che consentono di trarre dal tubo la massima potenza utile di uscita, si può esattamente conseguire mediante il procedimento esposto per lo amplificatore di potenza, tenendo presente che in tal caso il valore di R_l risulta individuato da quello della resistenza interna R_a del tubo. Quindi, in base a tale valore di $R_l = R_a$ e a quelli della tensione di alimentazione anodica e della potenza di dissipazione indicati dal costruttore, è possibile calcolare il coefficiente di potenza dissipata e, mediante il diagramma dei coefficienti della figura 6, individuare il regime di massima potenza utile, assicurandosi però che esso sia compatibile con la corrente di emissione del tubo.

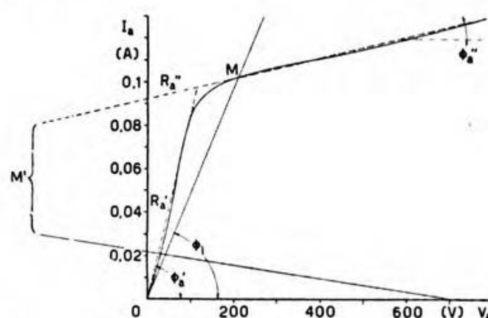


Fig. 10 — Tracciamento della retta limite di utilizzazione nel piano I_a, V_a per un pentodo.

Nel caso dei pentodi la questione si presenta in modo diverso. È qui da tener presente, infatti, che la caratteristica corrispondente alla tensione di griglia zero può essere considerata (fig. 10) costituita da due tratti pressochè rettilinei: un primo tratto passante per l'origine, a cui corrisponde un valore di resistenza interna R'_a molto bassa, e un secondo tratto a cui corrisponde invece un valore di resistenza interna R''_a molto elevato. La determinazione della potenza massima di uscita non può effettuarsi assumendo come valore di R_l quello di R_a corrispondente al primo tratto rettilineo della caratteristica, poichè allora si verrebbe ad

assoggettare la griglia schermo ad una dissipazione eccessiva; occorrerà pertanto determinare, con il procedimento già precedentemente indicato, il valore di R_l conveniente per il tipo di pentodo che si considera ed in base a tale valore determinare il punto M d'intersezione della corrispondente retta limite con il secondo tratto della caratteristica di quota zero.

Ora, tale punto d'intersezione M è quello che determina il migliore regime di funzionamento del pentodo, poichè, se in base alla relazione [10] si determina il valore di R_e che consente di trarre dal tubo la massima potenza utile, riferendosi al valore di resistenza interna R''_a e ad un valore del semiangolo di circolazione θ eguale ad esempio a 122°, tale valore di R_e, che si avrebbe per $\frac{R_e}{R''_a} = \frac{1}{k} = 1{,}87$, porta ad un regime di funzionamento individuato da un punto M' esterno al campo delle caratteristiche. Se d'altra parte si considera che per i punti di R''_a spostati sempre più verso la destra di M', la potenza va sempre diminuendo, si può senz'altro stabilire che il punto che individua sulla retta R''_a il regime di massima potenza utile compatibile con la dissipazione di griglia schermo è M. Per tale condizione occorre però verificare se la potenza di dissipazione anodica è compatibile col valore indicato dal costruttore; a tale scopo, facendo riferimento alla famiglia dei coefficienti di emissione della figura 6, si tracci la parallela alle ascisse passante per l'ordinata corrispondente al valore di coefficiente relativo alla corrente anodica massima I_{aM}, ordinata di M, e si controlli se il coefficiente di potenza dissipata relativo a $\theta = 122°$ risulta compatibile con le prescrizioni del costruttore; se si constata che la potenza di dissipazione per $\theta = 122°$ risulta eccessiva si sceglierà un regime corrispondente ad un valore di $\theta < 122°$, compatibile con la potenza di dissipazione del tubo.

7. - Amplificatori a radiofrequenza modulatori e amplificatori di oscillazioni modulate.

Degli amplificatori a radiofrequenza modulatori considereremo solamente i tipi fondamentali e cioè quelli operanti per variazione di tensione di polarizzazione della griglia di comando e quelli operanti per variazione di tensione anodica.

Per quanto riguarda la prima di queste due categorie, nonchè gli amplificatori in classe B di oscillazioni a radiofrequenza modulate, osserviamo che lo studio può essere effettuato utilizzando ancora i diagrammi della figura 6, con l'avvertenza che il valore R_l da adottare in tal caso deve essere determinato non in base alla potenza di eccitazione (triodo) o in base alla potenza di dissipazione dello schermo (pentodo), ma in base al criterio che la corrispondente retta rappresentativa nel piano I_a, V_a costituisca il limite della zona in cui le caratteristiche statiche cessano di essere rettilinee e parallele, com'è chiaramente indicato nella figura 11. Secondo tale criterio evidentemente il tubo viene a lavorare

con valori di eccitazione di griglia (triodi) o con valori di dissipazione di schermo (pentodi) inferiori a quelli che potrebbe sopportare, ma d'altra parte solamente così si riesce a ridurre al minimo i fenomeni di distorsione. Circa la determinazione delle migliori condizioni di funzionamento del tubo, occorre tener presenti le seguenti considerazioni.

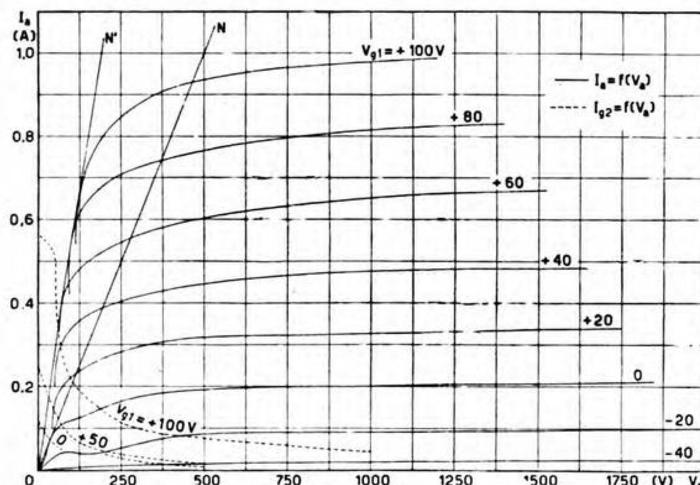


Fig. 11. — Famiglia delle caratteristiche statiche nel piano I_a, V_a per un pentodo.

Com'è ben noto, sia nel caso della modulazione di griglia sia in quello della modulazione per variazione di ampiezza della tensione eccitatrice (amplificazione di correnti a radiofrequenza già modulate), la potenza di uscita P_c, in assenza di modulazione (regime di onda portante), viene ottenuta con rendimento di conversione medio η molto basso, intorno al 33 %. In regime di modulazione al 100 %, la potenza media di uscita nel ciclo della modulazione diviene $3/2\ P_c$ ed il rendimento medio η' risulta un po' maggiore, intorno al 50 %; per regimi di modulazione con grado di modulazione $m < 1$, la potenza media di uscita è data dalla relazione $P_c\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$ ed il rendimento medio è compreso tra η ed η'.

Se si calcola allora la potenza di alimentazione e quindi, per differenza con quella di uscita, la potenza dissipata dal tubo, si trova che quest'ultima raggiunge il suo massimo valore in corrispondenza del regime in onda portante e va sempre diminuendo per regimi di modulazione con grado di modulazione crescente, fino a scendere a circa 3/4 del valore in onda portante, per un regime di modulazione al 100 %.

Ne segue che la scelta del tubo deve essere effettuata in base al criterio che la sua potenza di dissipazione anodica sia adeguata a quella

che si ha in regime di onda portante e propriamente al valore P_a dato dalla seguente espressione:

$$P_a = P_c \frac{1 - \eta}{\eta} .$$

Scelto così il tipo di tubo da impiegare, per la determinazione delle sue migliori condizioni di funzionamento è conveniente riferirsi al regime istantaneo corrispondente al picco positivo di modulazione al 100 %, in quanto in corrispondenza di tale regime si conosce il valore di R_e e si ha inoltre il valore di corrente anodica massima, valore che deve risultare compatibile con quello della corrente di emissione del tubo stesso.

Per tale determinazione si può seguire il procedimento indicato per l'amplificatore di potenza non modulato, osservando che la potenza di dissipazione da tener di base è quella istantanea P'_a corrispondente al picco positivo di modulazione al 100 %, il cui valore si ottiene dalla espressione:

$$P'_a = 4 P_c \frac{1 - \eta''}{\eta''} ,$$

assumendo per il rendimento η'' corrispondente al picco positivo di modulazione valori di circa 0,65 ÷ 0,68.

Determinato il regime di oscillazione in corrispondenza del picco positivo di modulazione, in base ad esso si determina quello relativo all'onda portante, e per questo sarà opportuno controllare se la relativa potenza di dissipazione è nei limiti prescritti dal costruttore; a tale scopo basta accertarsi che il valore di rendimento in onda portante non sia minore di 1/2 di quello che si ha in corrispondenza del picco positivo di modulazione; in caso contrario converrà ripetere la determinazione del regime oscillatorio nel picco positivo di modulazione assumendo un valore di potenza dissipata un po' minore di quello precedentemente considerato.

Per la modulazione anodica il procedimento da seguire è diverso. Occorre a tale riguardo tener presente, anzitutto, che le caratteristiche statiche di modulazione riproducono l'andamento di quelle statiche del tubo nel piano I_a, V_a (6). Pertanto in tal caso su tale piano occorrerà scegliere una caratteristica con quota positiva di valore elevato, in modo che il relativo tratto iniziale risulti il più esteso possibile. A questo riguardo è opportuno distinguere la trattazione del triodo da quella del pentodo.

Nel caso del triodo (fig. 5), le caratteristiche a quota positiva hanno tutte in comune il tratto iniziale che ha quasi andamento rettilineo, dal quale si staccano, man mano che cresce la tensione di griglia, i successivi tratti che risultano paralleli alle caratteristiche quotate con valori negativi di griglia; inoltre, tenendo presente che, fissato un valore mas-

(6) A. MARINO: loc. cit. nota (2).

simo di tensione positiva di griglia, ad esempio, nella figura 5, il valore di 200 V, della caratteristica corrispondente si utilizza esclusivamente il tratto rettilineo iniziale *OC*, si può senz'altro considerare la retta coincidente con tale tratto iniziale come retta limite di utilizzazione del tubo e adottare quindi il relativo valore di resistenza come valore di R_l.

Nel caso dei pentodi, i tratti iniziali delle caratteristiche non coincidono, ma si può determinare senz'altro il valore di R_l, considerando come retta limite quella che più si approssima alla tangente condotta per l'origine delle coordinate alla curva inviluppo dei tratti iniziali delle diverse caratteristiche (fig. 11).

Con tali criteri si determina dunque facilmente, sia per i triodi sia per i pentodi, il valore R_l della retta limite di utilizzazione delle caratteristiche. Fissato R_l, la determinazione delle condizioni di funzionamento che permettono di trarre dal tubo la massima potenza di uscita può essere effettuata in base alle seguenti considerazioni.

Nel caso della modulazione anodica è ammissibile, con sufficiente approssimazione, che il rendimento di conversione rimanga costante sia in regime di onda portante sia in regime di modulazione, qualunque sia il grado di modulazione. Ne segue allora che la potenza media dissipata dal tubo durante il ciclo di modulazione assume il massimo valore in corrispondenza del regime di modulazione al 100 % e pertanto la scelta del tipo di tubo deve essere effettuata in base al criterio che la sua potenza di dissipazione anodica sia adeguata alla potenza di dissipazione media P_a in regime di modulazione al 100 %, la cui espressione risulta la seguente:

$$P_a = 1{,}5\, P_c \frac{1 - \eta}{\eta} .$$

Scelto così il tipo di tubo da impiegare, per la determinazione delle sue migliori condizioni di funzionamento è conveniente anche in tale caso riferirsi al regime istantaneo corrispondente al picco positivo di modulazione al 100 %, tenendo presente che la potenza di dissipazione da tener di base è quella istantanea P'_a data dalla espressione:

$$P'_a = 4\, P_c \frac{1 - \eta}{\eta} .$$

Una volta determinato, con il solito procedimento in base al valore di P'_a, il regime di funzionamento corrispondente al picco positivo di modulazione, risulta immediata la determinazione del regime corrispondente all'onda portante.

È da osservare che nel caso della modulazione anodica, dato il piccolo valore di R_l, è assolutamente necessario controllare che in corrispondenza del picco positivo di modulazione al 100 % la potenza di eccitazione (per i triodi), e la potenza di dissipazione della griglia schermo (per i pentodi), sia compatibile con i valori prescritti dal costruttore.

SECONDO METODO DI STUDIO DEGLI AMPLIFICATORI A RADIOFREQUENZA

8. - Diagramma speciale per l'amplificazione a radiofrequenza.

Lo studio degli amplificatori a radiofrequenza con il metodo esposto, basato sull'utilizzazione dei diagrammi della figura 6, riesce, come si è visto precedentemente, molto rapido e completo.

Tale studio può essere effettuato anche con un altro metodo, egualmente semplice e rapido, ricorrendo ad un particolare diagramma, di cui riteniamo opportuno dare un breve cenno.

Con riferimento alle caratteristiche del tubo nel piano I_a, V_a (fig. 5) si tracci, con i criteri precedentemente indicati, la retta limite di utilizzazione delle caratteristiche e si determini il relativo valore R_l.

Si consideri ora un dato regime oscillatorio determinato dal punto M d'intersezione della suddetta retta limite con la retta condotta dal punto di ascisse T corrispondente alla tensione anodica di alimentazione del tubo V_{0a} ed inclinata sulle ascisse dell'angolo Φ tale che sia:

[24] $$\operatorname{ctg} \Phi = k R_e .$$

In base a quanto è stato precedentemente esposto si ha:

$$I_{aM} = MP = \frac{OP}{\operatorname{ctg} \Phi_l} = \frac{V_{ra\,\min}}{R_l} ,$$

$$I_{1aM} = k\, I_{aM} = k \frac{V_{ra\,\min}}{R_l} ,$$

$$V_{1aM} = PT = OT - OP = V_{0a} - V_{ra\,\min} ,$$

[25] $$P_{0a} = \beta\, V_{0a}\, I_{aM} = \beta\, V_{0a} \frac{V_{ra\,\min}}{R_l} ,$$

[26] $$P_c = \frac{1}{2} V_{1aM}\, I_{1aM} = \frac{1}{2} k \frac{V_{ra\,\min}}{R_l} (V_{0a} - V_{ra\,\min}) ,$$

[27] $$P_a = P_{0a} - P_c = \left(\beta - \frac{1}{2} k\right) \frac{V_{ra\,\min} V_{0a}}{R_l} + \frac{1}{2} k \frac{V_{ra\,\min}^2}{R_l} .$$

Le relazioni [25], [26], e [27] possono scriversi anche come segue:

[28] $$\frac{P_{0a} R_l}{V_{ra\,\min}} = \beta\, V_{0a} ,$$

[29] $$\frac{P_c R_l}{V_{ra\,\min}} = \frac{1}{2} k\, V_{0a} - \frac{1}{2} k\, V_{ra\,\min} ,$$

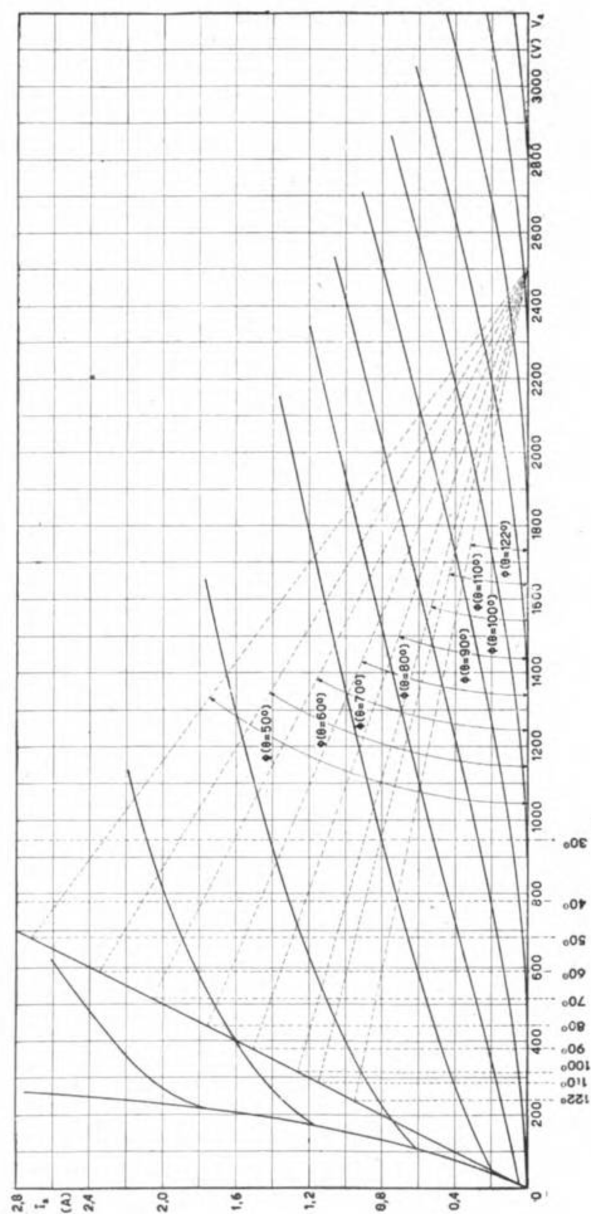
[30] $$\frac{P_a R_l}{V_{ra\ min}} = (\beta - \frac{1}{2} k)\, V_{0a} + \frac{1}{2} k\, V_{ra\ min}\ .$$

Se consideriamo le espressioni $\frac{P_{0a} R_l}{V_{ra\ min}}$, $\frac{P_c R_l}{V_{ra\ min}}$, $\frac{P_a R_l}{V_{ra\ min}}$ che figurano nei primi membri delle relazioni [28], [29] e [30], si rileva subito che esse, tradotte in diagrammi in funzione di $V_{ra\ min}$, rappresentano iperboli e, poichè d'altra parte dette espressioni risultano perfettamente identiche tra loro, tracciata una famiglia di iperboli relativa ad una di esse, la stessa famiglia può essere utilizzata per le altre due. Aggiungiamo che a ciascuna delle iperboli della famiglia si può fare corrispondere senz'altro, una volta fissato il valore di R_l, un determinato valore di potenza che può essere interpretato sia come potenza di alimentazione, sia come potenza utile, sia infine come potenza dissipata. È evidente che tale valore di potenza varierà con il variare di R_l, ma è possibile passare immediatamente da un valore di R_l ad un altro mediante il diagramma tracciato nella parte destra della figura 12. A tale scopo basta, dai punti in cui le iperboli intersecano la verticale condotta per il punto delle ascisse o della graduazione in watt, tracciare una orizzontale fino ad intersecare la retta R_l, uscente dal punto o suddetto e quotata con il valore prefissato, e dal punto d'intersezione condurre la verticale, la quale determinerà senz'altro sull'asse delle ascisse il valore di potenza che individua l'iperbole che si considera ([7]).

Riferendoci ancora alle relazioni [28], [29] e [30], osserviamo che le espressioni che figurano nei secondi membri, tradotte in diagrammi in funzione di $V_{ra\ min}$, rappresentano rette parallele all'asse delle $V_{ra\ min}$ per la [28], inclinate del coefficiente angolare — (1/2) k per la [29] e + (1/2) k per la [30]. Se quindi consideriamo i valori di β e di k corrispondenti a diversi valori di θ, avremo senz'altro tre famiglie di rette, la prima relativa alla potenza di alimentazione, la seconda relativa alla potenza utile ed infine la terza relativa alla potenza dissipata; le rette di tutte e tre le famiglie potranno essere quotate con i corrispondenti valori di θ. Nella figura 12, per ragioni di semplicità, sono state tracciate solamente le rette della seconda (———) e della terza (— — —) famiglia, relative rispettivamente alla potenza utile e alla potenza dissipata.

Risulta allora senz'altro evidente che, riferendoci ad esempio alla relazione [30], se ammettiamo noti i valori di P_a, di R_l, e dell'angolo θ, il valore di $V_{ra\ min}$, che risolve la stessa equazione [30], si ottiene deter-

([7]) Nel caso della figura 12 il punto o, origine delle coordinate del diagramma di destra, si è assunto in corrispondenza del valore $V_{ra\ min} = 2000$ V; esso avrebbe potuto essere assunto anche in corrispondenza di un valore di $V_{ra\ min}$ minore, ad esempio, in corrispondenza di $V_{ra\ min} = 1400$ V. Il solo criterio da tener presente è che il valore di $V_{ra\ min}$ da prescegliere risulti inferiore al valore di V_{0a}, che nel caso della figura 12 è di 2500 V, e maggiore dei valori di $V_{ra\ min}$ che possono risolvere i problemi relativi all'amplificazione a radiofrequenza, per il quale il diagramma viene utilizzato.



2,8
Ia
(A)
2,4
2,0
1,6
1,2
0,8
0,4
0
200
400
600
800
1000
1200
1400
1600
1800
2000
2200
2400
2600
2800
3000 (V) Va
30°
40°
50°
60°
70°
80°
90°
100°
110°
122°
φ(θ=50°)
φ(θ=60°)
φ(θ=70°)
φ(θ=80°)
φ(θ=90°)
φ(θ=100°)
φ(θ=110°)
φ(θ=122°)

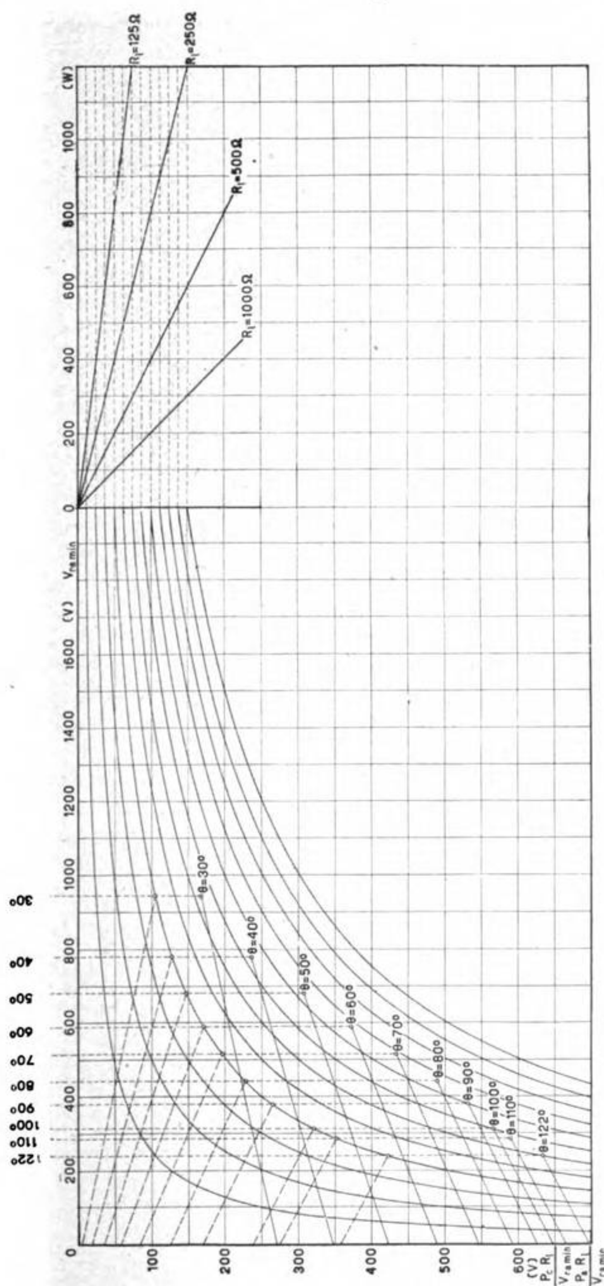


Fig. 12. — Abaco speciale per lo studio degli amplificatori a radiofrequenza.

minando l'intersezione della retta della terza famiglia, quotata con il valore prefissato di θ, con l'iperbole relativa ai valori prefissati di P_a e di R_l e tracciando per il punto d'intersezione una verticale, fino a determinare il punto d'incontro con l'asse delle ascisse; questo punto fornirà senz'altro il valore di $V_{ra\ \min}$ cercato.

Osserviamo che, se si determina l'intersezione di detta verticale anche con le rette della prima e della seconda famiglia, quotate con lo stesso valore prefissato di θ, i valori di potenza relativi alle iperboli che passano nei punti d'intersezione forniscono senz'altro i valori della potenza di alimentazione e della potenza utile corrispondenti ai valori di P_a, R_l e θ assegnati.

Infine, se la verticale viene proseguita nella parte superiore della figura, cioè nel piano I_a, V_a delle caratteristiche statiche del tubo, fino ad ottenere l'intersezione con la retta limite R_l, risulteranno senz'altro determinati: il valore della corrente di punta che si raggiunge nel regime oscillatorio, dal tratto di verticale intercettata fra la retta limite e l'asse dell'ascisse, ed il valore della resistenza di utilizzazione R_e, dall'angolo di inclinazione Φ sull'asse delle ascisse della retta che congiunge il punto d'intersezione in questione con il punto dell'asse dell'ascisse corrispondente al valore di tensione anodica V_{0a} che si considera, essendo, com'è noto, $\operatorname{ctg} \Phi = k\, R_e$.

Lo stesso procedimento può essere seguito se, anzichè riferirci alla terna di valori P_a, R_l, θ della relazione [30], ci riferiamo alla terna P_e, R_l, θ della relazione [29] o alla terna P_{0a}, R_l, θ della relazione [28].

Il diagramma della figura 12 permette di ritrovare tutte le proprietà fondamentali relative all'amplificazione a radiofrequenza, già messe in evidenza con il primo metodo di studio.

A tale riguardo consideriamo ad esempio la questione relativa alla potenza massima che può trarsi da un determinato tubo, quando si possa prescindere dalle condizioni limitatrici.

Mediante il diagramma della figura 12 tale questione può essere esaminata rapidamente ed esaurientemente; infatti la potenza massima che può essere erogata da un determinato tubo, di cui siano noti il valore della tensione di alimentazione anodica V_{0a} e il valore di R_l, si ottiene immediatamente considerando le iperboli che risultano tangenti alle rette della seconda famiglia.

Poichè con il crescere di k le rette della seconda famiglia si spostano verso il basso, è possibile senz'altro stabilire che la massima potenza che si può trarre da un dato tubo è in corrispondenza del valore di θ al quale corrisponde il massimo valore di k. Ne segue che tale massimo, per caratteristiche aventi andamento lineare, si ha per $\theta = 122°$; nel caso di un tubo per il quale sia $V_{0a} = 2500$ V e $R_l = 250\ \Omega$, la potenza massima risulta di circa 1700 W.

Un'altra questione messa in evidenza con il primo metodo di studio, cioè quella della determinazione del regime di potenza utile massima corrispondente ad un determinato valore di potenza dissipata, appare

immediata anche con il secondo metodo. Basta infatti considerare l'iperbole relativa ai valori di potenza dissipata P_a e di resistenza limite R_l del tubo scelto e determinarne i punti d'intersezione con tutte le rette della terza famiglia; per tali punti si conducono le verticali e si trovano i punti d'intersezione con le rette della seconda famiglia, quotate con gli stessi valori di θ; per ognuno di tali punti di intersezione passerà una iperbole e quella a cui corrisponde il valore più elevato di potenza individuerà senz'altro il regime di massima potenza utile.

Nella figura 12 tale determinazione, effettuata per un tubo per il quale $V_{0a} = 2500$ V ed $R_l = 250\ \Omega$, porta allo stesso risultato ottenuto con il primo metodo: cioè il regime di massima potenza utile, che risulta di circa 900 W, si ha per $\theta = \sim 70^{\circ}$.

Per mettere meglio in evidenza le possibilità offerte dal secondo metodo di studio, consideriamo qui di seguito ancora qualche problema relativo agli amplificatori a radiofrequenza.

a) Si voglia utilizzare un tubo, le cui caratteristiche nel piano I_a, V_a siano quelle rappresentate nella parte superiore della figura 12, e per il quale sia $V_{0a} = 2500$ V, $R_l = 250\ \Omega$, in modo che esso possa erogare una potenza utile di 800 W.

Per determinare in tal caso le migliori condizioni di funzionamento, basta individuare, come precedentemente indicato, l'iperbole relativa a 800 W ed a $R_l = 250\ \Omega$; ottenere i punti d'intersezione di tale iperbole con le rette della seconda famiglia (potenza utile) e per i punti di intersezione condurre le verticali, determinando i punti d'intersezione con le rette della terza famiglia (potenza dissipata) e con la retta limite di utilizzazione delle caratteristiche.

Si vengono in tal modo a trovare i regimi oscillatori corrispondenti alla potenza utile di 800 W; fra questi si prescegliera quello che corrisponde al minimo valore di potenza dissipata compatibile con i dati del costruttore e con l'emissione elettronica del tubo.

b) Si voglia adoperare un tubo dello stesso tipo già considerato, traendo da esso la massima potenza utile compatibile con una potenza di dissipazione di 400 W e con una corrente massima di punta non superiore a 2 A.

Per determinare in tal caso le migliori condizioni di funzionamento, basta condurre la verticale dal punto di intersezione della retta limite R_l con l'orizzontale corrispondente al valore di corrente di emissione di 2 A. Tale verticale incontrerà in un determinato punto l'iperbole relativa a 400 W di dissipazione. Per il punto di intersezione così determinato passerà una retta della terza famiglia che individuerà un certo valore di θ; cercando allora l'intersezione della stessa verticale con la retta della seconda famiglia quotata con lo stesso valore di θ, si otterrà un secondo punto di intersezione e l'iperbole passante per esso determinerà senz'altro la potenza massima di uscita compatibile con la dissipazione di 400 W e con il valore della corrente di punta di 2 A.

Casi diversi da quelli sopra indicati possono essere risolti con grande

facilità con il diagramma illustrato. Il suo uso risulta quindi rapido e generale. È da osservare però che in esso le rette delle due famiglie considerate variano con il variare del valore della tensione anodica di alimentazione V_{0a} e che quindi andrebbero ritracciate ogni volta che si varia il valore di V_{0a}.

Per evitare tale inconveniente e rendere il diagramma di uso veramente universale, basta tener presente che, per un regime oscillatorio individuato da determinati valori di $\frac{R_e}{R_l}$ e di θ, l'effetto che si ha nei riguardi della potenza dissipata e di quella utile per un aumento della tensione anodica da V_{0a} a V'_{0a}, è equivalente a quello che si ha per una diminuzione del valore della resistenza interna limite R_l nel rapporto $\left(\frac{V_{0a}}{V'_{0a}}\right)^2$. Ne segue allora che se la tensione anodica, ad esempio, dal valore di 2500 V passa al valore di 3000 V, si può ancora utilizzare il diagramma tracciato per $V_{0a} = 2500$ V, considerando però un valore di resistenza interna limite R'_l minore, dato dalla relazione:

$$R'_l = R_l \left(\frac{2500}{3000}\right)^2.$$

9. - Conclusione.

Da quanto si è visto si può senz'altro dedurre che entrambi i metodi di studio precedentemente esposti consentono di mettere in evidenza tutte le proprietà fondamentali dell'amplificazione a radiofrequenza e di risolvere facilmente i più complessi problemi ad essa relativi.

È da rilevare che detti metodi risultano di portata molto generale, in quanto essi sono applicabili a qualunque tipo di tubo elettronico (triodo, pentodo, e via di seguito) per il quale sia possibile determinare, con criteri appropriati, il valore R_l della resistenza interna limite di utilizzazione; è da rilevare inoltre che i risultati ottenuti in base ai valori di k e di β calcolati per caratteristiche aventi andamento lineare possono facilmente essere estesi a caratteristiche aventi andamento semicubico o quadratico.

L'ASSORBIMENTO ACUSTICO DELLE PERSONE E L'ACUSTICA DELLE SALE

ANTONIO GIGLI

Si riferiscono i risultati di alcune misure effettuate per determinare l'assorbimento acustico delle persone; le esperienze sono state eseguite in una camera riverberante (su di un gruppo di dieci persone) ed in un'aula (su di un gruppo di circa novanta persone). I risultati vengono discussi, ponendoli a confronto con quelli di analoghe misure compiute da altri sperimentatori. Si suggeriscono i valori da assumere per l'assorbimento delle persone, alle varie frequenze, nel calcolo, in sede di progetto, del tempo di riverberazione di sale e di teatri.

L'acustica di un teatro è largamente influenzata dal valore del tempo di riverberazione, dipendente, oltre che dalle dimensioni della sala, anche dall'assorbimento totale. L'assorbimento è in parte dovuto alla natura del rivestimento delle pareti, del soffitto e del pavimento, ed in parte alla presenza del pubblico; e mentre in un auditorio radiofonico la presenza di persone ha scarsa importanza, e perchè queste sono sempre in numero limitato, e perchè l'ambiente è già di per sè molto assorbente, nel caso di una sala cinematografica e, ancor più, di un teatro, l'assorbimento dovuto alla presenza del pubblico è di primaria e decisiva importanza. Infatti almeno la metà se non i due terzi dell'assorbimento sono appunto determinati dal pubblico stesso. Ne segue che anche la caratteristica di frequenza del tempo di riverberazione finisce per essere legata alla caratteristica di frequenza dell'assorbimento delle persone.

Le prime misure volte a determinare l'assorbimento medio di una persona risalgono a W. C. Sabine (1); nel 1899 egli effettuò alcune misure del tempo di riverberazione in un'aula per conferenze, prima in presenza di circa 250 persone (fra uomini e donne) e quindi di circa metà: ne ricavò, per la frequenza di 512 Hz, il coefficiente di assorbimento medio per persona di 0,4. A pagina 58 dei « Collected papers » si riferisce pure di una misura eseguita in una specie di camera riverberante, ottenendo,

(1) W. C. Sabine: Collected papers on acoustics - Harward University Press, Cambridge, 1927.

in presenza di 11 persone, un coefficiente di assorbimento di 0,44 per persona sempre alla frequenza di 512 Hz. A pagina 86 si espone poi una più completa serie di misure, effettuata qualche anno dopo in presenza di circa 200 persone (sempre in parte uomini e in parte donne) ed estesa a frequenze fra 62,5 e 4000 Hz. I risultati sono raccolti nella

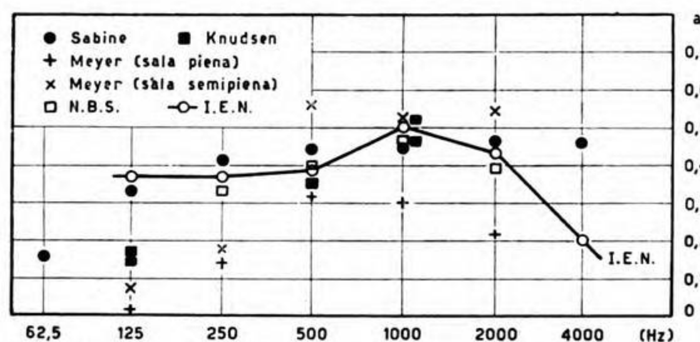


Fig. 1. — Assorbimento medio di persone (da misure in aule e teatri). Le ordinate rappresentano l'assorbimento (m²) per persona; si tratta quindi di una grandezza che ha dimensioni.

figura 1. Nella quale sono anche riportati i valori ottenuti dallo Knudsen con alcune misure, di cui riferisce a pagina 224 del suo noto trattato (²).

Una più completa serie di rilievi fu compiuta intorno al 1930 al « National Bureau of Standards » per cura di Crysler e Snyder (³). Le misure, tutte effettuate in camera riverberante, avevano per oggetto gruppi di 10 e 15 persone, composti sia di donne, sia di uomini; in entrambi i casi, sia con soprabito, sia senza; l'assorbimento delle donne risultò in genere minore (fig. 2). Sono da ricordare altresì alcuni dati relativi all'assorbimento del pubblico, ottenuti in camera riverberante: questi risultati sono raccolti — a differenza dei precedenti, per motivi che si chiariranno — nella figura 1.

E. Meyer e V. Jordan eseguirono intorno al 1933 altre misure, sia in teatri, sia in camere riverberanti; nella loro memoria (⁴) non è indicato su quante persone venissero effettuate queste ultime misure; quelle nei teatri furono compiute, con elegante dispositivo sperimentale, attraverso le trasmissioni radiofoniche. Lo scopo principale della ricerca era la determinazione del tempo di riverberazione dei teatri in presenza del pubblico. In qualche caso, essendo noto il tempo di riverberazione a sala vuota, fu possibile ricavare l'assorbimento medio per persona, noto che

(²) V. O. Knudsen: Architectural acoustics - J. Wiley, New York, 1932.
(³) V. L. Chrysler e W. F. Snyder: J. A. S. A., 1930, II, p. 123.
N. B. S.: Letter circular 539, 1938.
(⁴) E. Meyer e V. Jordan: E. N. T., 1935, XII, p. 213.

fosse con sufficiente approssimazione il numero dei presenti. L'assorbimento medio (fig. 1) risultò tuttavia diverso a seconda delle condizioni di affollamento della sala.

Recentemente si è avuto occasione di replicare misure come le precedenti presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale, effettuando misure sia in camera riverberante, sia in un'aula.

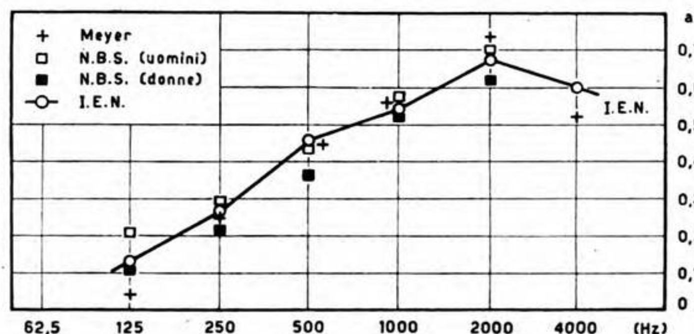


Fig. 2. — Assorbimento medio di persone (da misure in camera riverberante).

La misura in camera riverberante è stata effettuata in presenza di 10 persone (tutti uomini) seduti su sedie con sedile di legno e con schienale, pure di legno, molto piccolo. I risultati sono indicati nella figura 2 insieme con quelli delle altre esperienze precedenti effettuate in camere riverberanti od in ambienti analoghi.

Una seconda misura è stata effettuata in un'aula dell'Istituto, presenti 91 persone (fra le quali soltanto due donne), raggruppate in file di 6 su banchi di legno. I risultati sono raccolti nella figura 1 insieme con quelli delle altre misure analoghe.

La coincidenza fra i risultati dei vari sperimentatori è, nel caso delle prove in camera riverberante, veramente molto notevole e del tutto soddisfacente; i risultati di misure effettuate in sale normali non sono altrettanto concordanti, ma è facile constatare, leggendo le varie memorie, che i risultati riportati nel grafico della figura 1 (comprendente tutto quanto è noto fino ad oggi) non sono esattamente confrontabili.

Innanzi tutto convien fare due osservazioni di carattere generale: *a*) si tratta di misure effettuate a molta distanza di tempo, e con metodi e strumenti diversi; *b*) è impossibile che i diversi gruppi di persone abbiano sempre avuto caratteristiche analoghe. Si ricava comunque, soprattutto dalle misure di Meyer e Jordan e dalle nostre, che il coefficiente di assorbimento medio per persona, variabile con la frequenza, cresce fino a poco oltre 1000 Hz, e comincia quindi a decrescere, con un andamento inverso a quello del tempo ottimo di riverberazione; ciò costituisce una indiretta conferma dei motivi che portano a fissare, per la caratte-

ristica di frequenza del tempo ottimo di riverberazione, un accrescimento verso le alte e basse frequenze, con effetti che abbiamo altra volta avuto occasione di rilevare (5).

Sia poi osservato, per quanto riguarda i risultati ottenuti presso l'I. E. N. con le misure effettuate nell'aula, che il valore trovato per la frequenza di 4000 Hz è poco attendibile perchè la misura era imprecisa; pure il valore a 125 Hz, sensibilmente maggiore di quello trovato in camere riverberanti, è da ritenere per lo meno sospetto. Ora, come già rilevava il Sabine, le misure in presenza di numerose persone non possono essere ripetute molte volte per non abusare eccessivamente della loro pazienza, essenziale alla buona riuscita dell'esperienza; d'altro canto è noto che la misura del tempo di riverberazione sia alle frequenze più basse sia alle frequenze più alte è più difficile ed imprecisa che non alle altre frequenze. La coincidenza fra i nostri risultati e quelli del Sabine è tuttavia assai buona; queste due serie di misure sono effettivamente confrontabili, in quanto sono state entrambe effettuate in aule di tipo universitario in presenza di 100-200 persone.

I risultati delle esperienze di Meyer e Jordan e del N. B. S. sono più difficilmente utilizzabili e confrontabili. Infatti i primi, ricavati con il metodo indicato poco sopra, soggetto evidentemente a sensibile imprecisione, si riferiscono ad una misura effettuata in un grande teatro d'opera, presumibilmente in presenza di alcune migliaia di spettatori, ottenendo, nelle condizioni di sala piena, valori minori di quelli delle esperienze in aula, ed a sala semipiena valori maggiori (6). Quelli invece del N. B. S., riportati nella figura 1, sono frutto di prove in camera riverberante e riguardano l'assorbimento prodotto da un gruppo di 12 persone sedute su poltrone da teatro: codesti valori sono stati indicati nella figura 1, poichè in essi è compreso sia l'assorbimento dovuto alla persona sia quello dovuto alla poltrona (7) e quindi sono utilizzabili per la conoscenza dell'assorbimento del pubblico in una sala. Questi risultati coincidono con quelli delle misure in aula, ma non sono confrontabili con essi per le ragioni indicate (7); sono intermedi fra i valori dati da Meyer e Jordan per l'assorbimento dovuto alle persone in condizioni diverse di affollamento.

Certamente, poichè esiste una sola misura effettuata in un grande teatro ed in presenza di un grande numero di persone, sussiste una qualche incertezza sul valore da attribuire all'assorbimento prodotto dal pubblico: è tuttavia da ritenere come improbabile che in misure diverse si possano ottenere valori uguali, e sembra necessario basarsi su un valore medio (variabile naturalmente per ogni singola frequenza),

(5) A. Gigli: A. F., 1930, VIII, p. 87.

(6) I valori indicati esprimono l'aumento di assorbimento prodotto dalle persone rispetto all'assorbimento costituito dalle poltrone vuote.

(7) Risulta dalla memoria di Crysler e Snyder che l'aumento di assorbimento da poltrona vuota a poltrona occupata sarebbe assai modesto (0,10-0,15) e quindi inferiore anche a quello riscontrato da Meyer e Jordan.

che è abbastanza facile stabilire, con precisione che riteniamo notevole, in base alle misure fino ad oggi note.

Infatti le misure in camera riverberante permettono di determinare l'assorbimento reale di una o poche persone. Le prove effettuate in aule dànno valori che vi si approssimano assai, pur restandone al disotto, e la cosa è spiegabile poichè, quando molte persone si avvicinano fra loro, esse finiscono per far da schermo l'una rispetto all'altra e per mascherare l'esistenza di una specie di effetto di bordo. Quando siano presenti persone in numero ancor maggiore di quello che si ha normalmente in un'aula universitaria, e queste persone si trovino sedute su poltrone più o meno imbottite, l'assorbimento aggiuntivo (quello cioè dovuto alla presenza della persona) tende a diminuire ulteriormente, e ciò in modo assai variabile a seconda della natura delle poltrone. I risultati delle misure del N. B. S., che si riferiscono, come si è già detto, all'assorbimento complessivo, coincidono per altro (fig. 1) con quelli delle misure di Sabine e dell'I. E. N., intermedi a quelli di Meyer e Jordan, e tutti relativi all'assorbimento aggiuntivo dovuto alle persone.

Tutto ciò fa ritenere lecito che per l'assorbimento medio delle persone si assumano i valori indicati nella tabella I, intendendovi compreso anche l'assorbimento dovuto alle poltrone. Gli scarti saranno verosimilmente assai piccoli e tali da non influenzare in maniera sensibile l'assorbimento complessivo.

TABELLA I.

Frequenze (Hz)	125	250	500	1000	2000	4000
Coefficiente di assorbimento medio per persona	0,20	0,35	0,38	0,45	0,40	∼ 0,30

I valori indicati nella tabella sono i più probabili quando la sala contenga pubblico per circa tre quarti; è per questa condizione di affollamento che si determina in sede di progetto il tempo ottimo di riverberazione.

Torino, gennaio 1940-XVIII.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

LETTERE AL DIRETTORE

Simboli letterali per le trattazioni di comunicazioni elettriche.

Presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris è stata studiata ed introdotta una serie di norme per un uso razionale ed unificato dei simboli letterali nelle trattazioni di comunicazioni elettriche.

Benchè l'iniziativa sia stata presa, a titolo privato, nell'interno dell'I. E. N., e per quanto le norme adottate possano essere, naturalmente, superate da quelle che dovessero venir decise da organi ufficiali di unificazione, nel campo nazionale e internazionale, si ritiene possa interessare che queste proposte siano fatte conoscere. Esse costituiscono il risultato di una serie di suggerimenti raccolti fra tutte le persone competenti che, nell'àmbito dell'I. E. N. G. F., hanno occasione di lavorare e di scrivere su argomenti di comunicazioni elettriche. Possono pertanto servire di prima base per un'opera più vasta di unificazione e possono dar occasione a interessanti rilievi e proposte anche di altri studiosi che sentano la necessità di una tale normalizzazione.

Le norme fissate sono le seguenti.

1) *Vengono innanzi tutto seguite con cura le norme stabilite dal Comitato Elettrotecnico Italiano* (¹) *ed in particolare si indicano* (*per le grandezze variabili nel tempo*):

i valori istantanei *con lettere* minuscole,
i valori efficaci *o* continui *con lettere* maiuscole,
i valori massimi *con lettere* maiuscole *munite del pedice* M,
i valori medi *con lettere* maiuscole *munite del pedice* m.

2) *Il pedice* M *viene usato anche per i valori massimi di grandezze non sinusoidali* (*valori così detti « di punta »*) (²).

(¹) C. E. I.: Simboli e notazioni - A. E. I., Milano, 1938.

(²) Infatti nelle norme C. E. I. non è indicato che le scritture, citate nel comma 1, siano riservate esclusivamente a grandezze sinusoidali.

3) Si esclude l'uso di E ed e per le tensioni, usando, secondo le norme C. E. I., V e v (3).

4) Le resistenze (R), capacità (C), induttanze (L) e mutue induttanze (M) si indicano, negli schemi dei circuiti, sempre con lettere maiuscole. *Le corrispondenti lettere* minuscole *(r, c, l, m) indicano le stesse grandezze* riferite all'unità di lunghezza *(ad esempio nello studio delle linee). Elementi di circuito in parallelo o in serie vengono contraddistinti, se è necessario, rispettivamente con i pedici P ed S* (maiuscoli). *Elementi di circuito « equivalenti » al complesso di altri vengono indicati con simboli recanti il pedice e.*

5) Nelle trattazioni generali su bipoli (apparecchi a due morsetti) e quadripoli (apparecchi a quattro morsetti), il pedice v indica « circuito aperto », il pedice c indica « corto circuito » (ad esempio: V_v *= « tensione a circuito aperto » ovvero « tensione a vuoto »;* I_c *= « corrente di corto circuito »). Il pedice 1 si riferisce al lato « ingresso » (primario) di un quadripolo: e il pedice 2 al lato « uscita » (secondario). Il pedice i si riferisce agli elementi di circuito relativi all'interno d'un generatore (bipolo attivo) ovvero destinati ad essere collegati ai morsetti di ingresso di un quadripolo; il pedice u si riferisce agli elementi relativi ad un utilizzatore (bipolo passivo) ovvero destinati ad essere collegati ai morsetti di uscita di un quadripolo.*

6) Gli elettrodi di un tubo elettronico si indicano con le lettere seguenti, che sono da usare come pedice nei simboli delle grandezze elettriche relative:

anodo o placca	*a*
catodo	*k*
griglia	*g*
elemento riscaldatore (filamento)	*f*
schermo o placca fluorescente (4)	*F*
elemento deviatore (4)	*d.*

Se vi sono in uno stesso tubo più elettrodi dello stesso tipo, si distinguono con i numeri arabi 1, 2, 3, ...

7) Il fattore di amplificazione si indica con μ, *l'intraeffetto con D, la transconduttanza con S.*

La resistenza interna (differenziale) si rappresenta con R_a.

8) Tensioni, correnti e potenze (continue) vengono contraddistinte col pedice 0 (zero), da premettersi ad eventuali altri pedici indicanti l'elettrodo che interessa; tensioni, correnti e potenze relative a batterie o ad altre sorgenti di tensioni o correnti continue e costanti possono recare il pedice b in sostituzione del pedice 0; tensioni, correnti e potenze relative alla 1ª (fondamentale), 2ª, 3ª, ... armonica, recano, sempre prima dei pedici indicanti l'elettrodo, i pedici 1, 2, 3, ...; grandezze risultanti da somma di grandezze continue con grandezze alternative portano il pedice r.

(3) La lettera *e* resta per il simbolo matematico della base dei logaritmi naturali.

(4) Ad esempio nel tubo 6E5 (occhio elettrico).

I valori di saturazione sono contraddistinti col pedice s; i valori di interdizione col pedice j.

Riassumendo, l'ordine di precedenza dei vari pedici, da cui può essere affetto il simbolo di una grandezza relativa al funzionamento di un tubo elettronico, è così fissato:

1) innanzi tutto il pedice indicante l'ordine dell'armonica cui la grandezza si riferisce (0, 1, 2, 3, ...), ovvero le indicazioni speciali r (risultante), b (batteria), s (saturazione), j (interdizione);

2) in secondo luogo il pedice relativo all'elettrodo in questione (comma 6);

3) quindi il numero d'ordine dell'elettrodo stesso quando ve ne siano più di uno della stessa specie (ad esempio g1, g2, ... nel caso di varie griglie);

4) infine le indicazioni M (valor massimo), m (valor medio) e simili.

Per esemplificare (fig. 1), consideriamo una tensione costituita dall'insieme di una tensione continua cui sia sovrapposta una tensione alternativa

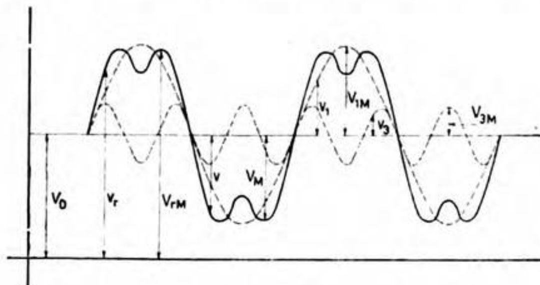


Fig. 1. — Esempio di uso di simboli.

a sua volta risultante dall'insieme di una prima e di una terza armonica. Come è indicato in figura, V_0 è il simbolo indicante la tensione continua, v la tensione alternativa istantanea generica (prima armonica più terza armonica). La risultante è v_r, e vale la relazione $v_r = v + V_0$; a sua volta $v = v_1 + v_3$. Si possono distinguere i valori massimi della prima armonica (V_{1M}) e della terza armonica (V_{3M}) separatamente; come pure il valor massimo della tensione alternativa (V_M); ovvero quello della tensione risultante (V_{rM}). Se la tensione fosse applicata alla prima griglia di un tubo, il valor massimo della tensione di terza armonica dovrebbe indicarsi con V_{3g1M}.

Si auspica che quanti si interessano alla cosa vogliano far conoscere eventuali osservazioni alle proposte elencate.

Torino, gennaio 1940-XVIII.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

ANDREA FERRARI-TONIOLO.

APPENDICE

Significato delle varie lettere dell'alfabeto usate come pedici nelle trattazioni di comunicazioni elettriche:

a - *anodo*
b - *batteria*
c - *in corto circuito*
d - *deviatore*
e - *equivalente*
f - *filamento*
g - *griglia*
h - *generico*
i - *ingresso*
j - *interdizione*
k - *catodo*
l - *da non usare perchè si confonde con 1 (uno)*
m - *valore medio*
M - *valore massimo*
n - *generico; negativo*
o - *da non usare perchè si confonde con* 0 (*zero*)
p - *generico*
P - *in parallelo*
q - *generico*
r - *risultante*
s - *saturazione*
S - *in serie*
t - *valore istantaneo*
u - *uscita*
v - *a vuoto*
w - *minimo (eventualmente)*
x - *componente secondo l'asse x*
y - » » » *y*
z - » » » *z*.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

J. D. Trimmer — **Frequenze di risonanza di particolari combinazioni di tubi.** (J. A. S. A., luglio 1939, XI, 1 (I), pag. 129-133, con 4 fig.).

Il tubo semplice aperto e il tubo semplice chiuso sono elementi acustici di basilare importanza. La loro differenza si enuncia generalmente come consistente nel fatto che i tubi aperti hanno frequenze di risonanza corrispondenti all'intera serie dei numeri interi, mentre quelli chiusi hanno risonanze corrispondenti soltanto ai numeri interi dispari. Entrambi i tipi si possono peraltro considerare casi particolari di quelle combinazioni di tubi aperti e chiusi che sono state chiamate rispettivamente combinazioni rientranti e combinazioni estese.

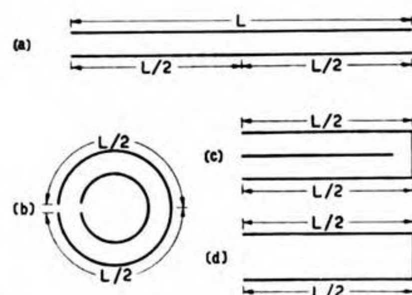


Fig. 1. — Metamorfosi da un tubo aperto ad un tubo chiuso.

La figura 1 mostra come il semplice tubo aperto di lunghezza L, che si vede in a, può anche essere considerato come combinazione estesa di due tubi di lunghezza $L/2$. Analogamente il semplice tubo chiuso d può essere considerato una combinazione rientrante di due tubi come in b e in c.

Si può ora dimostrare che il tubo chiuso d deve avere le stesse frequenze di risonanza del tubo aperto a. La condizione perchè si abbiano in a onde stazionarie, è che la pressione del suono sia zero alle estremità, ciò che si verifica per frequenze alle quali sia $\cos 2\,kL = 1$, oppure $L = n\lambda/2$. Portando il tubo alla forma b, non deve cambiare, se esistono onde stazionarie, la condizione che la pressione sia zero alle estremità. I casi c e d sono poi certamente equivalenti al caso b. Allora, perchè la condizione $L = n\lambda/2$ non può anche definire le frequenze di risonanza del tubo chiuso d? Il metodo delle onde stazionarie porta a

conclusioni uguali per i sistemi rientranti e per gli estesi e fa sorgere analoghe domande in altri casi più o meno complessi di quello illustrato, come, per esempio, nel caso riportato nella figura 2.

Calcolando invece le singole impedenze acustiche, ed eguagliandole a zero, si rivelano le differenze fra le risonanze e si possono avere interessanti risultati. Se Z è l'impedenza ad un estremo di un tubo di lunghezza L e di sezione S, l'altro estremo del tubo essendo connesso ad una impedenza Z' (fig. 2), per la Z medesima si ha:

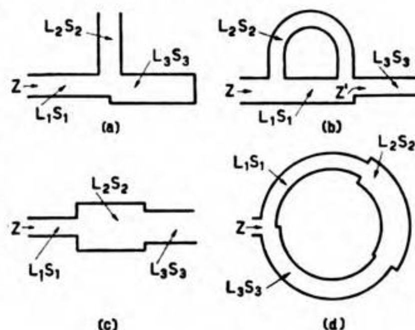


Fig. 2. — Combinazioni di tubi, estese e rientranti.

$$Z = R\,\frac{Z' + jR\tan kL}{R + jZ'\tan kL}$$

dove $R = \varrho c/S$ e $k = 2\,\pi/\lambda$.

Per esempio, nel caso b della figura 2, con riferimento ai simboli indicati nella figura stessa, si ottiene:

[1] $$\frac{Z}{jR} =$$

$$= \frac{S_1\,\mathrm{ctg}\,kL_1 + S_2\,\mathrm{ctg}\,kL_2 - S_3\tan kL_3}{(S_1S_2)^{\frac{1}{2}}(2\mathrm{ctg}kL_1\mathrm{ctg}kL_2 - 2\mathrm{csc}kL_1\mathrm{csc}kL_2 - p^2 - q^2) - S_3\tan kL_3(p\,\mathrm{ctg}kL_1 + q\,\mathrm{ctg}kL_2)}$$

dove: $p = S_1/(S_1S_2)^{\frac{1}{2}}$, $q = S_2/(S_1S_2)^{\frac{1}{2}}$, $R = \varrho c/(S_1S_2)^{\frac{1}{2}}$.

Per trovare le frequenze di risonanza si deve porre $Z = 0$, cioè scrivere:

[2] $$S_1\,\mathrm{ctg}\,kL_1 + S_2\,\mathrm{ctg}\,kL_2 - S_3\tan kL_3 = 0\,.$$

Questa equazione definisce le frequenze di risonanza di una canna d'organo Haskell, che si considera essere essenzialmente un tubo semplice aperto. Una tale canna non è che il caso particolare del sistema esteso a della figura 2, nel quale siano $L_2 = L_3$ ed $S_1 = 2S_2 = 2S_3$. Con questi valori la [1] può essere scritta:

[3] $$\frac{Z}{jR} = \frac{\sqrt{2}\,\mathrm{sen}\,k\,(\alpha + 2)\,L_2}{3\cos k\,(\alpha + 2)\,L_2 + \cos\alpha\,kL_2 - 4\cos kL_2}$$

dove $\alpha = L_1/L_2$.

Ora, quantunque per la [2], in analogia con la canna Haskell, le frequenze di risonanza dovrebbero essere in accordo con la serie com-

pleta 0, 1, 2, 3, ..., dalla [3] si ricava che la serie è incompleta e che i termini mancanti dipendono dal valore assegnato ad a. Se a è uguale ad 1, si ricade nel caso di un tubo chiuso posto ad una estremità di un altro tubo della stessa lunghezza ma di sezione tre volte maggiore, e le frequenze di risonanza relative sono 1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, ..., cioè tutta la serie completa, mancante però del 3 e dei multipli del 3. Nel caso che a abbia il valore 1/2 mancherebbero i termini 0, 10, 20, ... e così via.

Come si è visto, la canna Haskell ha, per la sua impedenza, la stessa espressione di un semplice tubo aperto, ma il contenuto in armoniche è diverso. Queste differenze sono dovute ad una incompleta formulazione teorica dell'impedenza, perchè esistono componenti resistive che non vengono normalmente considerate, in quanto le discussioni teoriche si fanno considerando che l'impedenza consista nella sola reattanza. È perciò difficile poter dare un criterio generico di equivalenza acustica fra elementi risonanti di tipo diverso.

Le combinazioni di tubi descritte presentano un elevato interesse per i progettisti di strumenti a fiato: per esempio, una canna Haskell è preferibile ad una normale canna d'organo perchè risulta più corta; ed altre utili applicazioni si traggono dalla possibilità di ottenere sistemi con risonanza acuta. *A. Mn.*

AMPLIFICATORI.

A. V. Bedford e G. L. Fredendall — **Risposta di un videoamplificatore comprendente più stadi, ad un segnale di carattere transitorio.** (Proc. I. R. E., aprile 1939, XXVII, 4, pag. 277-284, con 11 fig.).

Poichè i segnali televisivi si presentano, in genere, sotto forma di impulsi a fronte ripido di varia durata, il metodo più conveniente per giudicare della qualità di un amplificatore destinato ad essi risulta quello di studiarne il comportamento in presenza di un segnale formato da un impulso unitario di tensione (funzione unitaria di Heaviside). Un circuito capace di amplificare fedelmente un impulso unitario di tensione sarà atto a trasmettere qualsiasi segnale televisivo, e la sua risposta nel caso di ogni fenomeno transitorio potrà essere calcolata mediante il teorema di sovrapposizione del calcolo operatorio.

Per determinare la risposta che un circuito amplificatore fornisce quando ai suoi morsetti di entrata venga applicato un impulso unitario di tensione, si può ricorrere, com'è noto, al calcolo operatorio, ovvero all'integrale di Fourier. Quest'ultimo procedimento consiste nel considerare l'impulso unitario quale caso limite di un impulso rettangolare periodico a periodo tendente a valore infinito. In pratica, peraltro, si ottengono risultati sufficientemente approssimati, considerando segnali rettangolari a periodo finito, purchè la durata di questo sia di valore tale che, all'uscita dell'amplificatore si completi il transitorio, il quale

accompagna ogni segnale a fronte ripido, prima dell'inizio del periodo susseguente (fig. 1).

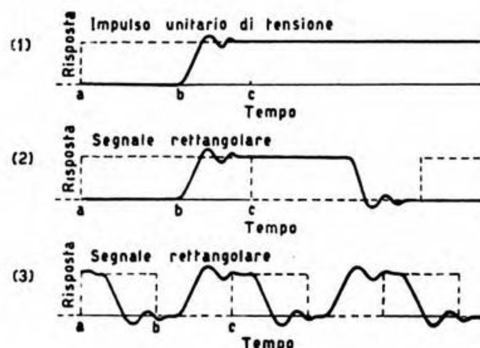


Fig. 1. — 1) Risposta di un videoamplificatore ad un impulso unitario di tensione. L'intervallo di tempo *ab* rappresenta il ritardo di fase che l'impulso unitario subisce nei circuiti dell'amplificatore, quello *bc* corrisponde al fenomeno transitorio che accompagna il passaggio di un'onda a fronte ripido attraverso i vari stadi dell'amplificatore; dopo l'istante *c* la risposta dell'amplificatore si può ritenere costante, benchè in realtà sia in leggera continua diminuzione.

2) Risposta di un videoamplificatore ad un segnale periodico rettangolare, di periodo uguale al doppio dell'intervallo di tempo *ac*.

3) Risposta di un videoamplificatore ad un segnale periodico rettangolare di periodo uguale al doppio dell'intervallo di tempo *bc*.

Un segnale periodico di forma rettangolare risulta facilmente sviluppabile in serie di Fourier, ed il segnale che gli corrisponde all'uscita dell'amplificatore in esame può così essere calcolato immediatamente dalla curva di fedeltà

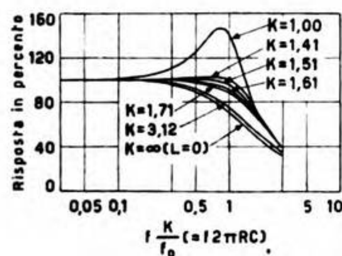


Fig. 2. — Curva di fedeltà di un amplificatore a stadio unico, del tipo a resistenza (R) e capacità (C), con induttanza (L) di compensazione in serie alla resistenza: f frequenza applicata, $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, $K = 2\pi f_0 RC$.

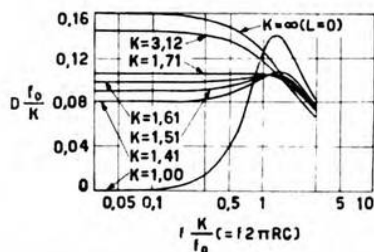


Fig. 3. — Curva di fase dello stesso amplificatore della figura 2: D ritardo di fase espresso in unità di tempo.

dell'amplificatore, ottenuta nel solito modo mediante segnali sinoidali.

Se, ad esempio, si applica il metodo qui descritto ad un amplificatore per televisione del tipo a resistenza (R) e capacità (C), con induttanza (L) di compensazione posta in serie alla resistenza, si ottengono, partendo dalle relative curve di fedeltà in ampiezza e in fase (fig. 2 e 3), i risultati raccolti nella figura 4, nel caso di un amplificatore ad unico stadio, e quelli della figura 5, per un amplificatore a più stadi.

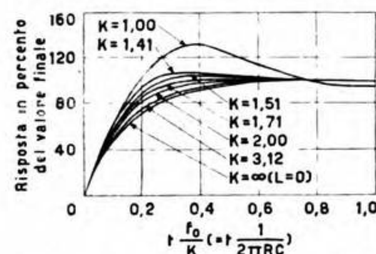


Fig. 4. — Risposta fornita dall'amplificatore di cui sono riportate le curve nelle figure 2 e 3, quando ad esso sia applicato un impulso unitario di tensione: t tempo.

Da un esame di queste ultime curve si può concludere che il valore del coefficiente di smorzamento $K = R\sqrt{\frac{C}{L}}$ da adottare per il tipo di amplificatore considerato deve essere compreso tra 1,5 ed 1,6, ed inoltre che, quando si usano più stadi amplificatori in cascata, ogni effetto transitorio viene ad essere notevolmente aumentato. Nella scelta delle costanti del circuito, e più precisamente di R e di L, essendo C nella

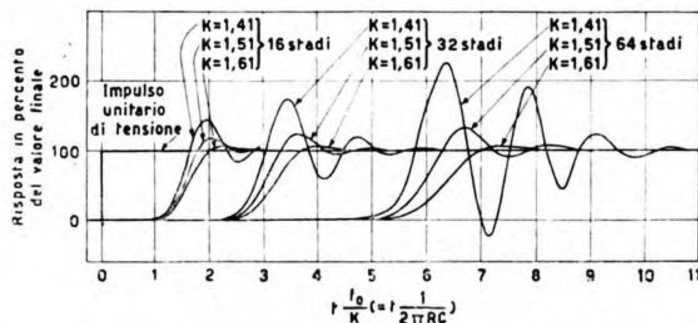


Fig. 5. — Risposta fornita da un amplificatore comprendente più stadi, del tipo cui si riferiscono le figure 2 e 3, quando sia ad esso applicato un impulso unitario di tensione.

maggior parte dei casi stabilita dal valore minimo delle capacità parassite, si deve perciò anche tener conto del numero totale degli stadi dell'amplificatore in progetto, e, dalle curve riportate nella figura 5, determinare un valore di $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ il quale permetta di avere nel segnale d'uscita un fronte della voluta pendenza. *B. Ce.*

MISURE.

W. M. HALL — **Linea di trasmissione acustica per misure di impedenze.** (J. A. S. A., luglio 1939, XI, 1 (I), pag. 140-146, con 6 fig.).

La misura di impedenze acustiche viene fatta con buona precisione utilizzando un sistema di onde piane, propagantisi in un tubo di lunghezza opportuna, mediante la misura dei massimi e dei minimi di pressione che si determinano quando una delle estremità del tubo venga chiusa dall'impedenza da misurare.

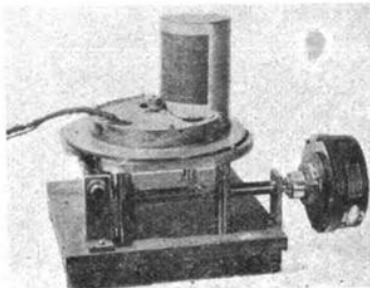


Fig. 1. — Linea di trasmissione acustica.

La figura 1 riproduce la fotografia dell'apparecchio, che consiste in un canale avvolto a spirale e di lunghezza tale da consentire misure fra 270 e 6000 Hz. Ad una estremità il canale è collegato mediante un raccordo ad un generatore elettrodinamico di suono, mentre all'altra estremità viene collegata l'impedenza acustica in esame: l'esplorazione dei massimi e dei minimi lungo di esso è compiuta da uno speciale microfono a condensatore, di dimensioni molto piccole, che montato su una placca girevole forma la parete di chiusura superiore del canale trasformandolo in un tubo.

Le due frequenze limiti, 270 e 6000 Hz, sono determinate rispettivamente dalla lunghezza del tubo e dalle dimensioni di questo e del microfono: l'impedenza incognita viene espressa in funzione dell'impedenza caratteristica del tubo e del rapporto fra i valori massimo e minimo della pressione indicata dal microfono. È possibile eseguire misure di impedenza acustica anche di elementi aventi sezione maggiore di quella del tubo, adoperando opportuni raccordi di forma semplice.

M. N.

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

R. S. CARUTHERS — **I modulatori ad ossido di rame nella telefonia a correnti vettrici.** (Bell S. T. J., aprile 1939, XVIII, 2, pag. 315-337, con 8 fig.).

Sin dal 1927 si cominciarono a provare i raddrizzatori ad ossido di rame come modulatori nei sistemi di telefonia a correnti vettrici, ma soltanto nel 1931, dopo accurati studi intesi a correggere l'instabilità che ne precludeva l'uso generale per codesto scopo, essi hanno cominciato a rappresentare concorrenti temibili per i modulatori a tubo.

Oggidì, nei sistemi telefonici a correnti vettrici, il modulatore ad ossido di rame ha vittoriosamente sostituito i preesistenti dispositivi a tubi.

I modulatori ad ossido di rame hanno infatti il vantaggio di non richiedere alcun consumo di potenza, di non esigere un costoso ricambio,

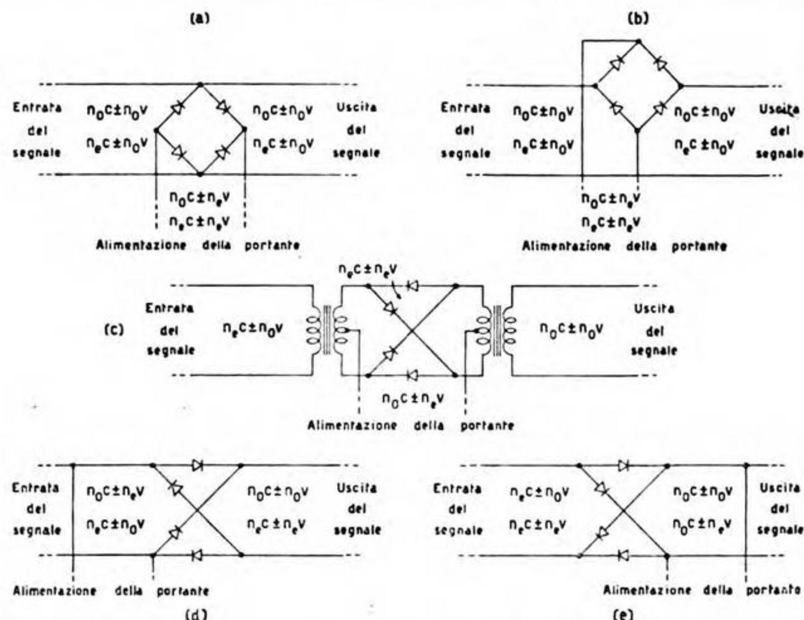


Fig. 1. — Tipi fondamentali di circuiti modulatori ad ossido di rame.

e di poter essere usati per qualunque potenza. Un altro coefficiente del loro successo è costituito dallo scarsissimo ingombro: nella loro applicazione come modulatori, i dischi ad ossido di rame hanno un diametro di circa 5 mm. Il campo di frequenze in cui vengono usati va da 0 a circa 4 MHz. Essi sono stati adoperati in sistemi di telefonia a cavi coassiali per modulare simultaneamente ben 60 canali, spaziati entro una banda di frequenze di 240 kHz.

I modulatori ad ossido di rame differiscono essenzialmente da quelli a tubo in quanto la semplicità degli elementi raddrizzatori permette di usare una molto maggiore varietà di tipi di circuito. Di questi vengono mostrati nella figura 1 i fondamentali, e tutte le frequenze che si ottengono come prodotti di modulazione possono raggrupparsi nelle quattro classi seguenti:

$$n_0 c \pm n_0 v\,, \qquad n_0 c \pm n_e v\,,$$
$$n_e c \pm n_0 v\,, \qquad n_e c \pm n_e v\,,$$

dove c e v sono rispettivamente la frequenza della portante e la frequenza del segnale d'entrata, mentre n_0 è un qualunque numero intero dispari 1, 3, 5, ... ed n_e è un qualunque numero intero pari 0, 2, 4, ... Naturalmente c e v possono essere costituite ciascuna dalla sovrapposizione di più di una frequenza.

Se si considera uno dei circuiti modulatori della figura 1, fissato un ramo di esso, in questo si presentano le frequenze di una delle quattro

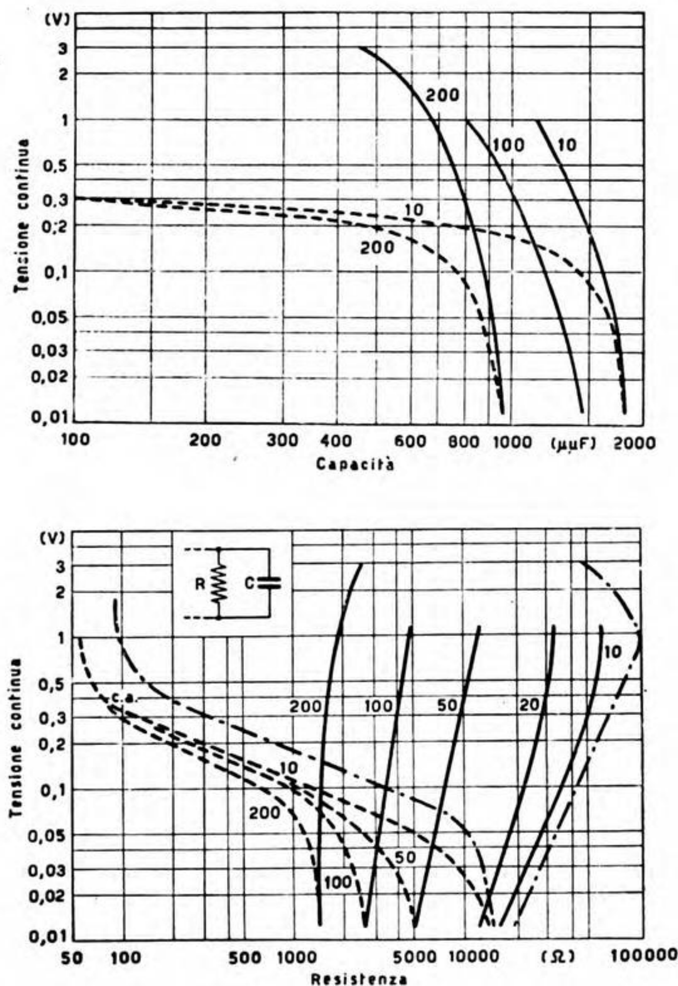


Fig. 2. — Impedenza di un disco ad ossido di rame a varie tensioni continue, dirette (linee continue) ed inverse (linee tratteggiate), e con sovrapposte piccole tensioni alternate (curve *c. a.*). Le curve sono quotate in kilohertz.

classi precitate, e tali frequenze non compariranno in altro ramo, se non nel caso che esista una dissimmetria tra gli elementi ad ossido di rame, oppure che intervengano cause inerenti alla configurazione del circuito. Tuttavia, soltanto nel circuito doppiamente bilanciato di figura 1 *c* le classi suddette si trovano separatamente in differenti parti del circuito; negli altri tipi di circuito invece le classi compaiono simultaneamente, in combinazioni di due tipi, come risulta dalle didascalie della figura 1 (accanto a ciascun ramo di circuito sono indicati i gruppi di frequenze in esso presenti).

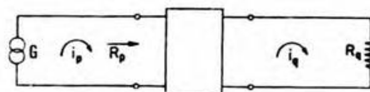


Fig. 3. — Quadripolo equivalente di un modulatore lineare.

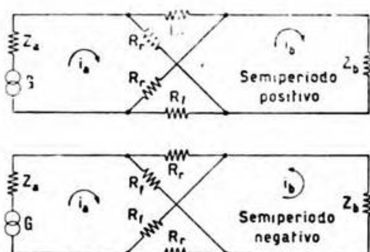


Fig. 4. — Circuito equivalente di un modulatore ad anello.

Nell'articolo viene anche esaminata l'impedenza offerta da un elemento raddrizzatore al passaggio della corrente, per tensioni continue, dirette ed inverse, e con piccole tensioni alternate modulatrici sovrapposte (fig. 2). L'esperienza consiglia, come valori di impedenza d'ingresso di sistemi modulatori, resistenze comprese tra 600 e 1000 Ω per le frequenze foniche, mentre è raccomandabile scendere al disotto di 50 Ω per le frequenze che si aggirano sui 3 MHz.

Infine si mette in luce l'utilità che può avere la teoria del modulatore lineare nella spiegazione del funzionamento dei circuiti modulatori, pur debitamente semplificati. È notevole per la sua efficace compendiosità la trattazione dei teoremi di sovrapposizione e di reciprocità, i quali sono stati riscontrati analiticamente validi in tutti i tipi di circuiti di modulazione, nonostante che il modulatore sia costituito da elementi non lineari.

Si accenna altresì all'equivalenza tra un modulatore lineare ed un quadripolo (fig. 3) e si riporta il circuito equivalente del modulatore detto « ad anello » (fig. 4). Con riferimento a quest'ultimo tipo, in una tabella di notevole interesse si dà, in corrispondenza a varie condizioni di adattamento di impedenze tra i circuiti d'entrata e di uscita del segnale, e a diversi valori di impedenza del modulatore, la « efficienza » del modulatore stesso, definita mediante il rapporto tra le tensioni di uscita e di entrata, e il suo corrispondente valore in decibel.

Chiude il lavoro uno schema di teoria generalizzata della riflessione nei circuiti telefonici. *R. M.*

CRONACA TECNICA

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

L'esistenza di un **problema del coefficiente di assorbimento acustico** è stata una delle cause della fondazione nel 1928 della Società d'Acustica d'America (« Acoustical Society of America »). Tale problema, lungi dall'essere stato risolto in questi anni di intensa ricerca, specialmente sperimentale, è sempre della più grande attualità. Infatti, misure comparative eseguite per iniziativa americana in molti laboratori, hanno fornito risultati assai discordanti; nella prima parte del *J. A. S. A.* del luglio 1939 F. V. Hunt espone le conclusioni che si possono trarre.

I coefficienti di uno stesso materiale, misurati in differenti laboratori, non sono generalmente concordanti; le misure effettuate non nei laboratori dànno valori minori dei risultati ottenuti in questi; aumentando l'area del campione di materiale, il coefficiente di assorbimento aumenta, ma tale causa non è sufficiente a spiegare le differenze trovate.

Si deve concludere che c'è errore, o nel metodo sperimentale, o nell'espressione dei risultati, o infine nella teoria. Poichè si è tutti d'accordo nell'escludere un errore nel metodo sperimentale, è al modo di esprimere i risultati, e alla teoria, che occorre portare le opportune correzioni. Per il momento sarà necessario che ciascun laboratorio, nel fornire un numero rappresentante un coefficiente di assorbimento, indichi tutte le condizioni sperimentali per le quali quest'ultimo è stato ottenuto. Ed è altresì opportuno che si tengano presenti alcune considerazioni sul modo di trattare il problema del perfezionamento della teoria della misura in camera riverberante.

A base di tale **misura del coefficiente di assorbimento acustico** in camera riverberante, si pongono ipotesi semplificative, talune delle quali sono senz'altro accettabili quando il decremento della camera riverberante abbia un andamento sensibilmente esponenziale; alcune altre, invece, non sono state giustificate in maniera sufficiente, e quindi possono essere la causa delle differenze riscontrate nelle misure su di uno stesso materiale, eseguite in laboratori diversi. In base ad una lunga serie di determinazioni comparative, effettuate secondo le ipotesi su accennate in vari laboratori, P. E. Sabine trae, nel medesimo fascicolo sopra citato, le conclusioni seguenti:

a) Il valore del coefficiente di assorbimento acustico calcolato col metodo della camera riverberante è un valore convenzionale, valevole soltanto per determinate condizioni sperimentali e per una determinata camera.

b) È compito dei vari laboratori di giungere ad una normalizzazione del metodo e delle condizioni di misura, in modo da rendere riproducibili i risultati conseguiti. *M. N.*

APPLICAZIONI VARIE.

È noto come sia possibile l'**accertamento dell'omogeneità dei solidi mediante ultrasuoni,** ed è pure noto come la difficoltà principale si constati nell'esame del fascio ultrasonoro dopo che esso ha attraversato il solido, per stabilire se abbia incontrato ostacoli lungo il cammino (soffiature, inclusioni, incrinature). Tale esame può essere compiuto per via ottica, come già è stato proposto da Sokoloff e da Müller; ora A. Giacomini e A. Bertini presentano, nel fascicolo di ottobre 1939 della *Ricerca Scientifica*, un metodo che sembra costituire un perfezionamento della tecnica esistente.

Sul solido in esame, che ad un estremo è immerso in una vaschetta a facce piane parallele, ripiena di xilolo, viene appoggiato il generatore di ultrasuoni: questi sono resi visibili nello xilolo mediante i metodi già usati da Bär, Parthasarathy e Hiedemann [1]. La presenza di inclusioni gassose di spessore anche molto piccolo, fino a 0,01 mm, vien messa in rilievo dal fatto che, in corrispondenza di esse, il fascio ultrasonoro è arrestato, in quanto la radiazione risulta quasi completamente riflessa alla superficie di separazione fra solido e gas.

Il metodo proposto è in corso di perfezionamento. *T. V.*

(1) A. Giacomini: Alcuni esperimenti di ottica degli ultrasuoni - A. F, 1938, VII, p. 660.

NUOVI APPARECCHI

Televisore TV1.

1. - Questo apparecchio è il primo tipo di ricevitore attuato nel Reparto Televisione della Ditta Allocchio Bacchini. Esso comprende in totale 28 tubi oltre il cinescopio. È stato studiato avendo di mira la migliore possibile qualità della ricezione televisiva. In un secondo tempo verranno elaborati altri tipi di ricevitori, nei quali il numero di tubi sarà notevolmente ridotto, con lo scopo di renderli più economici.

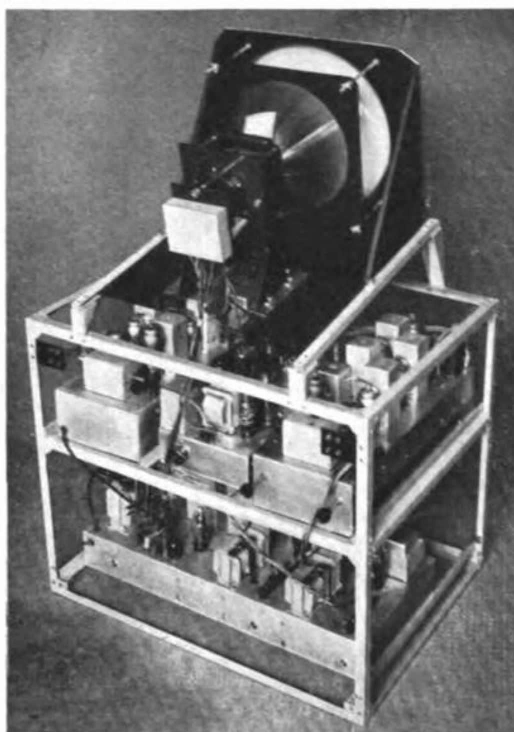


Fig. 1. — Vista interna posteriore del ricevitore per televisione TV1.

Il complesso TV1 è disposto su quattro telai (fig. 1). In alto a destra è il videoricevitore, che comporta 10 tubi; a sinistra, il ricevitore per il suono, con 6 tubi; in mezzo, l'oscillatore per l'asse dei tempi, che fornisce le tensioni per le deviazioni orizzontale e verticale del pennello elettronico; in basso, l'alimentatore.

2. - Il videoricevitore, che è un ricevitore supereterodina,

specialmente studiato per il passaggio della banda di frequenze di modulazione da 50 Hz a 3 MHz, comprende:

— uno stadio di alta frequenza per la preamplificazione del segnale in arrivo;

— uno stadio convertitore per la conversione in media frequenza;

— uno stadio rivelatore;

— due stadi a videofrequenza.

Le radiofrequenze ricevibili sono comprese fra 37,5 e 60 MHz, corrispondentemente alla gamma di lunghezze d'onda da 8 a 5 m. Seguono gli stadi amplificatori a frequenza intermedia, accordati su 13 MHz: essi sono quattro; ciò nonostante l'amplificazione totale risulta notevolmente inferiore a quella che si ottiene in un normale ricevitore.

A tale proposito è utile notare che la sensibilità del complesso per la visione è di 200 μV per una tensione di uscita di 2 V; computando anche l'amplificazione a videofrequenza, si ha un guadagno totale di 10 000. Tale amplificazione può sembrare bassa, tenuto conto che è fornita da un complesso di sette stadi di tubi ad alta transconduttanza: infatti l'amplificazione media per stadio risulta di 3,72. Qui si rileva la grande differenza che intercorre tra un videoricevitore ed un ricevitore normale per il suono, dato che in questo si ottiene facilmente una amplificazione totale dell'ordine di 10^6 con pochi stadi. Tale differenza è dovuta al fatto che nel primo ricevitore è necessario conseguire una risposta pressochè costante fino a 3 MHz, mentre nel secondo è sufficiente, com'è noto, che essa sia costante fino a 3-4 kHz.

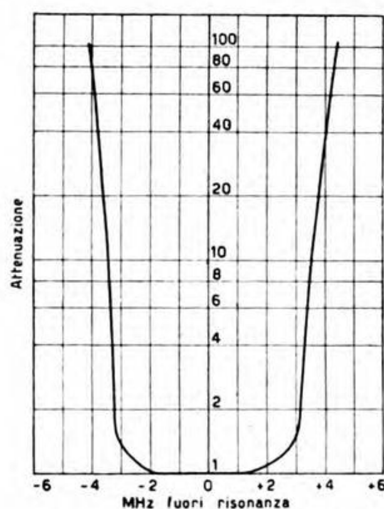


Fig. 2. — Curva di selettività del videoricevitore.

Per ottenere una risposta che si estenda bene fino a 3 MHz, occorre anzitutto che la curva di risonanza per i circuiti a radiofrequenza sia corrispondentemente larga; ciò si consegue scegliendo un valore di frequenza media relativamente elevata e smorzando convenientemente i circuiti amplificatori. La caratteristica di selettività della frequenza intermedia ottenuta nel videoricevitore è rappresentata nella figura 2.

Segue poi lo stadio rivelatore, che si distingue per il sistema adottato allo scopo di procurare la massima fedeltà. È noto infatti che il gruppo rivelatore, per essere formato da un condensatore e da una resistenza, attenua le frequenze elevate; per ovviare a questo inconveniente, nel

videoricevitore viene usata una disposizione speciale che permette di eliminare il condensatore in parallelo. Diminuendo inoltre il valore della resistenza, si può conseguire una costante di tempo tale da non attenuare in modo sensibile le frequenze elevate di modulazione. Naturalmente anche qui la buona risposta risulta a scapito della sensibilità e del rendimento del rivelatore.

Infine seguono due stadi amplificatori a videofrequenza. È da notare anche qui il bassissimo valore della resistenza posta nel circuito anodico

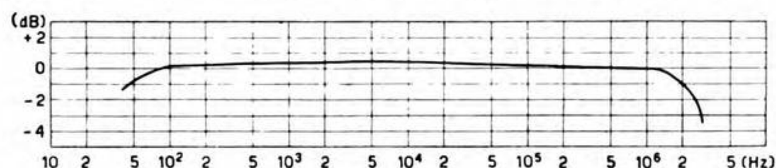


Fig. 3. — Caratteristica di risposta del complesso ricevente TV1.

di un tubo a griglia schermo avente una resistenza interna dell'ordine di centinaia di migliaia di ohm; e ciò sempre con lo scopo di ottenere la risposta prescritta nella gamma da 50 Hz a 3 MHz. La caratteristica rilevata dal complesso stesso è rappresentata nella figura 3.

Dalla placca del primo tubo a videofrequenza il segnale viene smistato: una parte va alla griglia modulatrice del cinescopio, previa ulteriore amplificazione a videofrequenza; l'altra parte va ad un complesso di due tubi separatori. Di questi, il primo separa la modulazione dai segnali di sincronismo; il secondo, i segnali di linea da quelli di quadro. I segnali dei due gruppi vengono così condotti all'asse dei tempi.

3. - Il complesso per l'asse dei tempi comprende 6 tubi, con le funzioni così distribuite:

— due generatori della tensione a denti di sega con frequenze di linea e di quadro rispettivamente;

— due amplificatori delle tensioni suddette;

— un ulteriore separatore dei segnali di sincronismo di quadro;

— un diodo, posto in derivazione sulle bobine deflettenti di linea, per ottenere un rapido ritorno del pennello elettronico.

Lo schema base dell'oscillatore a rilasciamento è riportato nella figura 4. La sezione destra del tubo è costituita dal triodo oscillatore (generatore della tensione a denti di sega). Quando il condensatore *C* si scarica attraverso la resistenza *R*, la griglia, partendo da valori di tensione fortemente negativi (con la tensione cioè superiore a quella di interdizione), ne assume altri che man mano si approssimano a zero, con la legge ben nota della scarica del condensatore attraverso una resistenza. Diminuendo la tensione di griglia, la corrente anodica comincia a fluire pressochè linearmente; ma tale variazione fa nascere

ai capi del secondario del trasformatore una tensione che ricarica il condensatore attraverso la resistenza interna del tubo fra griglia e catodo. Al momento della carica la tensione di griglia è, per l'avvenuta scarica del condensatore, pressochè zero, l'impulso proveniente dal secondario del trasformatore è tale da rendere la griglia positiva, provocando, come si è detto, la carica del condensatore; questo poi si scarica nuovamente attraverso la resistenza, la quale è normalmente variabile allo scopo di ottenere sempre il valore di frequenza necessario per ricevere in maniera corretta le linee e i quadri.

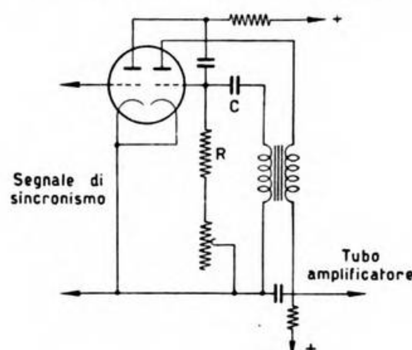


Fig. 4. — Oscillatore a rilasciamento, generatore di tensione a denti di sega.

La sezione sinistra del triodo serve alla sincronizzazione dell'immagine sullo schermo del tubo: il segnale di sincronismo di linea, o di quadro, proveniente dai tubi precedenti, viene amplificato e applicato alla griglia oscillatrice.

La tensione a denti di sega, generata dai due oscillatori, viene ulteriormente amplificata da due tubi ad alta transconduttanza, collegati alle bobine deviatrici. Queste sono rappresentate nella figura 5. Superiormente ed inferiormente sono visibili le due bobine in aria che spostano il pennello elettronico in un piano orizzontale formando le linee: altre due bobine montate su nucleo di ferro servono alla deviazione in senso verticale e dànno il susseguirsi delle immagini, ossia dei quadri. Questi si succedono in numero che varia a seconda delle diverse stazioni emittenti, e che per quella di Milano è di 21 quadri al secondo. Il numero delle linee orizzontali per quadro è di 441, intramezzate.



Fig. 5. — Disposizione delle bobine deviatrici di linea e di quadro.

Nella figura 5 si può osservare la particolare forma della bobina per la deviazione delle linee. Essa è sagomata in modo che il campo magnetico lenticolare prodotto sia, per quanto è possibile, scevro da distor-

sioni ottiche che produrrebbero nei quadri, e perciò nelle immagini, distorsioni dette « a barilotto » o « a cuscinetto ». Anche il campo magnetico che serve per lo spostamento dei quadri è corretto per le possibili distorsioni. Siccome però le relative bobine sono avvolte su ferro, la correzione è ottenuta per mezzo di due espansioni polari poste a fianco del tubo cinescopico.

Il complesso deviatore magnetico comprende ancora una coppia di bobine, disposta analogamente alla prima, di fianco al tubo, ma girevole in un piano perpendicolare allo stesso. Queste bobine sono percorse da corrente continua, allo scopo di spostare l'intero quadro in tutte le direzioni; ciò si ottiene, una volta per sempre, variando la posizione delle bobine e l'intensità della corrente che le attraversa, fino a che il quadro non assuma la posizione desiderata.

Infine il tubo cinescopico è abbracciato dalla bobina di concentrazione del pennello elettronico, che serve per mettere a fuoco le immagini; a tale scopo esiste un apposito comando di regolazione della corrente che attraversa la bobina.

Tutte le correnti e tensioni necessarie al funzionamento dei ricevitori provengono da un alimentatore multiplo; esso comprende anche quello per l'alimentazione del tubo cinescopico e fornisce 5500 V.

A. R.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Centro Nazionale di Documentazione Tecnica del C. N. R. — Il Consiglio Nazionale delle Ricerche — nell'intendimento di offrire alle industrie italiane, nonchè ai tecnici ed agli studiosi singoli, la possibilità di avere rapidamente la documentazione tecnica di cui abbiano eventuale bisogno — ha costituito — trasformando ed ampliando opportunamente un'organizzazione precedente — il Centro Nazionale di Documentazione Tecnica.

L'organizzazione così creata è in grado di fornire bibliografia, notizie riguardanti la proprietà intellettuale (come brevetti e simili) e informazioni varie, non riservate, nei campi dell'ingegneria, dell'industria e dell'agricoltura.

Il Centro, oltre a disporre di propri schedari, di una ricca biblioteca e di personale tecnico specializzato nelle diverse branche delle singole discipline, è collegato con i centri di documentazione esistenti in Italia, nonchè con la Federazione Internazionale della Documentazione; pubblica inoltre, bimestralmente, una « Bibliografia Internazionale dell'Ingegneria e dell'Industria », nella quale vengono riassunti, suddivisi per classi, tutti gli articoli tecnici e scientifici importanti, pubblicati nelle 600 e più riviste esaminate dal Centro stesso.

Dati gli scopi di carattere nazionale di questa organizzazione — che il C. N. R. mette a disposizione, per favorire lo sviluppo tecnico ed industriale del Paese — come compenso dei servizi viene richiesto il semplice rimborso delle spese.

Per facilitare il lavoro scientifico e tecnico così degli studiosi singoli come delle industrie, il Centro si è attrezzato in modo da poter provvedere sia le copie fotografiche dei documenti richiesti, sia, eventualmente, la loro traduzione. Esso è oggi nella piena attività ed in via di dare a questa ancora maggiori sviluppi. *Re.*



Vol. IX - N. 2 Febbraio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Après avoir brièvement rappelé le fonctionnement des amplificateurs à radiofréquence, on introduit la définition de droite limite de contrôle des courbes caractéristiques dans le plan I_a, V_a; on montre que le tracé de cette droite est lié pour les triodes à la puissance de dissipation sur la grille contrôle, et pour les pentodes à la puissance de dissipation sur la grille écran.

On expose successivement deux méthodes d'étude des amplificateurs à radiofréquence, basées sur l'utilisation des caractéristiques statiques I_a, V_a et sur le tracé de la droite limite en question.

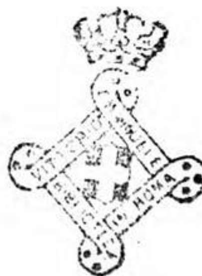
La première méthode est basée sur l'introduction de quelques coefficients numériques, qui déterminent l'amplification à radiofréquence d'un tube thermoionique en fonction de sa puissance de dissipation, de sa puissance utile, de la valeur maximum de courant, de son rendement de conversion et de son coefficient d'utilisation; elle permet de résoudre tous les problèmes les plus complexes sur les amplificateurs à radiofréquence (amplificateurs d'oscillations non modulées, amplificateurs modulateurs et amplificateurs d'oscillations modulées).

La deuxième méthode, basée en particulier sur le tracé d'un diagramme spécial, met, elle aussi, en évidence toutes les particularités de l'amplification à radiofréquence.

Les deux méthodes ont des possibilités d'application très générales, puisqu'elles peuvent être appliquées à des tubes de type quelconque (triodes, pentodes, etc.), et permettent l'étude de l'amplification à radiofréquence soit en considérant les caractéristiques des tubes comme linéaires, soit en les considérant comme semicubiques ou quadratiques.

On donne les résultats d'une série de mesures sur l'absorption causée par le public, faites soit dans une chambre réverbérante (sur un groupe de dix personnes) soit dans une salle (sur un groupe d'environ quatre-vingt-dix personnes). Les résultats sont discutés en com-

paraison avec les résultats d'autres recherches analogues. On suggère une série de valeurs, en fonction de la fréquence, de l'absorption produite par le public, et qui peuvent être utilisés pour le calcul de projet du temps de réverbération d'une salle.



Vol. IX - N. 2 Febbraio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. IX - N. 2 Febbraio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese).

Annate arretrate	cad.	L. 150 —
Abbonamento: per il Regno		» 150 —
per l'Estero		» 200 —
Un numero separato: per il Regno		» 6,50
per l'Estero		» 8,50

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932		L. 30 —
Annate 1933-34-35-36-37-38	cad.	» 40 —
Abbonamento 1939		» 50 —
	per i Soci AEI e SIF	» 40 —
Un numero separato		» 6 —

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni Prezzo L. 10— gratis ai Soci
N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico - Variazioni al N. 1 . Prezzo L. 10 — gratis ai Soci

NORME DEL C. E. I.

Linee aeree (cap. III Norme impianti) . . . . Prezzo L. 3 — ; per i Soci » 2 —

Norme **Accumulatori** - Cavi isolati in carta - **Conduttori in alluminio** - Conduttori in rame nudo - Conduttori isolati in gomma - Contatori monofasi - **Dielettrici** - **Impianti elettromedicali** - Impianti teatri - **Interruttori** - Isolatori in porcellana - Isolatori in vetro - **Isolatori sotto i 1000 V.** - Lampade Elettriche - **Linee aeree di contatto** - **Motori primi idraulici (esaurita)** - Motori trazione - **Olii** - Protezione radioaudizioni - Raddrizzatori a vapori di mercurio - **Segni grafici** - **Simboli** - **Strumenti indicatori** - Trasformatori di misura - Tubi elettronici - **Turbine a vapore** - **Impianti elettrici** . . . . Prezzo di ciascun fascicolo L. 4,50 ; per i Soci » 3 —

Norme Macchine Elettriche - Impianti di bordo. Prezzo di ciascun fascicolo » 9 — ; per i Soci » 6 —

Raccolta completa Norme sconto del 10 % sui prezzi esposti.

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione) . . . . L. 9 —
Vol. II. - Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica Prezzo ridotto » 100 — ; per i Soci » 60 —

RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.

Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):
Vol. I. 1922 - Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**
Vol. II. 1923 - Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**
Vol. III. 1924 - La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**
Vol. IV. 1925 - Napoli: I. **Conversioni di forma dell'energia elettrica.** - II. **Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**
Vol. V. 1926 - Brescia: (esaurito).
Vol. VI. 1927 - Como: (esaurito).
Prezzo dei Volumi della Prima Serie . . . . L. 30 — ; per i Soci » 10 —

Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):
Vol. I. 1928 - Genova: I. **Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria.** - II. **Propulsione elettrica navale** . . . . » 60 — ; per i Soci » 32 —
Vol. II. 1929 - Pescara-Francavilla a Mare: I. **Elettroagricoltura.** - II. **Elettrotermica.** - III. **Elettrochimica** . . . . » 55 — ; per i Soci » 32 —
Vol. III. 1930 - Trieste: (esaurito).
Vol. IV. 1931 - Perugia: **Sottostazioni di trasformazione di energia elettr.** » 75 — ; per i Soci » 32 —
Vol. V. 1932 - Firenze: I. **Correnti joniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali.** - **Applicazioni elettroagricole (Diagrammi di consumo)** . . . . » 60 — ; per i Soci » 32 —
Vol. VI. 1933 - Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche** . . . . » 40 — ; per i Soci » 32 —
Vol. VII. 1934 - Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli Impianti Elettrici** . . . . » 40 — ; per i Soci » 32 —
Vol. VIII. 1935 - Santa Margherita Ligure: **Misure** (in 3 fascicoli) opera completa . . . . » 45 — ; per i Soci » 32 —
Vol. IX. 1936 - Roma: **Radioricevitori.** - **Comunicazioni su filo.** - **Centrali idroelettriche** . . . . » 75 — ; per i Soci » 60 —
Vol. X. 1937 - Bari: **Linee e condutture.** - **Tubi elettronici** . . . . » 70 — ; per i Soci » 50 —
Vol. XI. 1938 - Torino: **Illuminazione e applicazioni elettriche domestiche.** - **Elettroacustica** . . . . » 75 — ; per i Soci » 60 —

Per acquisti rivolgersi all'Ufficio Centrale dell'A.E.I.

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. IX - N. 3 (PUBBLICAZIONE MENSILE) MARZO 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A. F. IX - 3 MAR. 1940

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. IX MARZO 1940-XVIII N. 3

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO. . . » 6

ANNATE ARRETRATE: I (1932), L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937), L. 40 CIASCUNA; VII (1938), VIII (1939), L. 50 CIASCUNA.

SOMMARIO

Vol. IX Marzo 1940-XVIII N. 3

ALTA FREQUENZA



Analogie.

Nello sviluppo moderno della scienza e delle sue applicazioni si ricorre spesso, come a prezioso ausilio del metodo induttivo, a ragionamenti fondati sull'analogia. Il ricorso a tale modo di procedere non costituisce una novità, chè lo si trova già utilizzato dai pensatori greci, e la « ratiocinatio per analogiam » è stata cara ai maestri della scolastica. È naturale che nel rapido espandersi delle conoscenze si siano ricercati, nei vari campi della fisica, i possibili punti di contatto e di somiglianza, i quali permettessero di ricondurre ad unità l'interpretazione e la rappresentazione di fenomeni in sè diversi, od anche di estendere, con ragionamento fondato su analogie, a fenomeni poco o mal noti conoscenze altrimenti provate e verificate.

Così è accaduto per le oscillazioni nei circuiti elettrici e nei sistemi meccanici. L'identità formale delle equazioni che le governano, ha condotto a cercare di stabilire dei paralleli. In realtà i due ordini di fenomeni sono stati ampiamente studiati ed analizzati ciascuno per conto proprio, in tempi anche diversi, e si è giunti, in entrambi i casi, a ricavarne conoscenze precise e definite; ragionamenti di tipo analogico si sono introdotti soltanto in uno stadio avanzato del rispettivo sviluppo, quando vi si è stati spinti più dal desiderio di dare ad entrambe le trattazioni la stessa veste formale, anche per conseguire una maggiore facilità didattica, che non per trarre, dalle conoscenze che si avevano su uno dei due gruppi, notizie pure sull'altro. Ciò non esclude che attraverso la comparazione non si siano raggiunti chiarimenti ulteriori od utili approfondimenti.

In genere la spinta a stabilire un'analogia tra oscillazioni di circuiti elettrici ed oscillazioni di sistemi meccanici è dovuta al desiderio di estendere a questi ultimi una terminologia e una trattazione ormai saldamente stabilite e provate nel caso dei primi: si parla così di « impedenze meccaniche ed acustiche », di « ohm meccanici », di « ohm acustici » e così via. L'uso di analogie è poi utile soprattutto per lo studio

dei trasduttori elettroacustici, laddove la sostituzione del sistema misto meccanico-elettrico con un circuito elettrico equivalente permette di ragionare con maggiore facilità e speditezza.

Il procedimento più frequente mira a ridurre un sistema meccanico, od un sistema misto, ad un circuito elettrico, sia per ragionare, e ciò si giustifica con la maggiore familiarità che coloro che si occupano solitamente di tali questioni hanno dei fenomeni elettrici, sia per sperimentare, per la nota facilità con la quale si effettuano misure di grandezze e di parametri elettrici. Ciò non pertanto, non è affatto escluso che non convenga anche procedere in senso inverso. Una bella ed interessante prova ne è offerta dal lavoro dell'ingegnere BORDONI, il quale ricorre a modelli meccanici per meglio studiare sperimentalmente sistemi elettrici costituenti filtri, sia in regime permanente, sia in regime transitorio. Egli opera così una specie di rallentamento dei fenomeni, che può risultare ausilio prezioso per la loro spiegazione ed è modo efficace di ovviare a difficoltà pratiche altrimenti non indifferenti.

Allo studio è anche premessa un'analisi delle varie analogie, la quale chiarisce utilmente come, per bene operare in questi ragionamenti, non sia sufficiente applicare senz'altro uno schema predisposto di analogia e lasciare quindi che il procedimento funzioni da sè, ma convenga invece avere prima ben penetrato l'intimo dei fenomeni: la maggiore difficoltà consiste appunto nell'interpretare correttamente il modo di funzionare del circuito originario al fine di sostituirgli il circuito che veramente gli equivalga.

L'esempio di codesta ricerca meriterebbe di essere seguito, chè i modelli meccanici presentano, per lo studio di qualche particolare questione elettrica, un'utilità non minore di quella che hanno offerto ed offrono le analogie elettriche per lo studio delle oscillazioni meccaniche od acustiche.

Queste considerazioni su di un argomento di natura essenzialmente pratica, si prestano tuttavia ad una riflessione di maggiore portata: che, se pure per l'approfondimento delle ricerche, col sempre maggiore ampliarsi delle conoscenze, si richiede una notevole specializzazione, non s'insisterà mai abbastanza sulla convenienza che il ricercatore possieda un'assai vasta visione dei fenomeni fisici. Nè sembri in contrasto, con quanto si è detto innanzi, riconoscere che, se fra certi gruppi di fenomeni non si può stabilire oggettivamente niente più che una formale somiglianza — e bella è la natura per la varietà infinita degli aspetti nei quali a noi si presenta — intima unità vi è nel pensiero che interpreta i fenomeni naturali, riflesso di quell'armonia fra le cose create che è la loro legge di origine.

Wattometri elettrostatici.

Non ha certamente bisogno di essere messa in rilievo l'importanza che presentano le misure di potenza nel campo delle comunicazioni elettriche. Svariatissime sono le soluzioni che sono state proposte e sperimentate per esse; risulta tuttavia, anche da un esame superficiale di questi studi, che il dispositivo più adatto deve essere scelto caso per caso, poichè a tutt'oggi non ne esiste alcuno capace di soddisfare appieno ad un vasto campo di applicazioni.

I wattometri elettrodinamici comuni non sono in generale atti a risolvere il problema, perchè non possono essere progettati per funzionare a frequenze superiori ad un migliaio di hertz, data la difficoltà di conservare inalterata la relazione di fase delle correnti nei circuiti voltometrico ed amperometrico. E poi, anche entro i limiti di frequenza indicati, non conviene servirsi di tali strumenti a causa del loro consumo elevato.

Da tempo sono stati studiati vari altri tipi di apparecchi particolarmente destinati a queste misure, i quali sono basati sull'uso o di tubi con più griglie (generalmente eptodi) o di elementi a caratteristica quadratica, che possono essere triodi, termocoppie, elettrometri a quadranti. Nonostante la profonda evoluzione che i tubi elettronici hanno portato nel campo delle misure, i wattometri elettronici presentano parecchi svantaggi, principalmente derivanti dal fatto, che soltanto entro limiti determinati e sotto determinate ipotesi la caratteristica dei tubi può ritenersi quadratica nel caso dei triodi (o lineare, rispetto alle tensioni di comando, nel caso degli eptodi), e che inoltre essa è poco costante per il modificarsi degli elementi dei tubi, sia per invecchiamento, sia per variazioni delle tensioni di alimentazione. Non deve quindi stupire, se lo sviluppo di questi apparecchi, di cui non si può disconoscere l'ingegnosità, sia rimasto praticamente limitato all'àmbito dei laboratori: non è detto d'altronde che la situazione non possa radicalmente mutarsi in avvenire.

A differenza dei wattometri elettronici, quelli a termocoppia e gli elettrostatici sono basati su una legge quadratica rigorosa, cosicchè per la correttezza del loro funzionamento occorre soltanto ricercare e combattere le cause occasionali che possono farli deviare da codesta legge.

Alla categoria degli elettrostatici appartiene il wattometro, di cui l'ingegnere FRANCINI dà notizia nel presente fascicolo. A dir vero, l'applicazione dell'elettrometro a quadranti alla misura di piccole potenze a frequenza acustica è stata proposta da tempo; ma essa aveva urtato contro difficoltà pratiche, anche a causa della notevole delicatezza dei

tipi di strumenti disponibili. L'elettrometro a paletta, dovuto al Perucca, che unisce all'elevata sensibilità particolari doti di robustezza, ha fornito lo spunto per riprendere il problema.

Le considerazioni ed i rilievi sperimentali, riportati nell'articolo a proposito del campo di applicabilità e delle varie cause di errore, sono interessanti e sembrano conclusivi. L'apparecchio, considerato come strumento di laboratorio, può dare, con l'uso avveduto, risultati molto soddisfacenti in vari campi di ricerca, particolarmente nello studio delle perdite dei dielettrici, per il quale occorre poter misurare piccole potenze con tensioni elevate e con bassi fattori di potenza. Le misure riferite sono limitate al campo delle frequenze acustiche, ma è da ritenere che l'apparecchio possa essere applicato, entro certi limiti, anche nel campo delle radiofrequenze. Lo scritto non mancherà di suscitare interesse nei lettori, perchè, fra l'altro, mette in giusto rilievo le caratteristiche dell'elettrometro a paletta, lasciando altresì intravedere l'applicabilità di esso in altri campi di misure attinenti alle comunicazioni.

LA REDAZIONE.

ANALOGIE ELETTRICO-MECCANICHE

PIERO GIORGIO BORDONI

E' nota la possibilità di istituire analogie tra circuiti elettrici e sistemi meccanici, utilizzando l'identità formale delle relazioni che legano fra loro le grandezze elettriche e quelle meccaniche; e scegliendo opportunamente le unità in cui dette grandezze sono misurate. Si cerca di stabilire quante e quali siano le possibili analogie, ed a quali tipi di circuiti elettrici siano applicabili. Si dànno indicazioni per attuare praticamente i modelli meccanici dei più generici circuiti elettrici, e si illustra il rilievo delle caratteristiche di un filtro meccanico, in regime permanente e transitorio.

1. - Osservazioni generali.

In alcuni circuiti elettrici le equazioni (in termini finiti o differenziali) che vincolano le variabili del sistema (correnti, tensioni, tempi), sono formalmente identiche alle relazioni che legano le variabili di particolari sistemi meccanici (forze, spostamenti, tempi).

Ad esempio, in un circuito oscillante elettrico (resistenza, induttanza e capacità in serie) la corrente che attraversa il circuito e la f. e. m. che la produce, soddisfano alla:

$$[1] \qquad L \frac{di}{dt} + R\,i + \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = V\,(t)\,,$$

la quale è formalmente identica (a meno di fattori fisici) alla:

$$[2] \qquad m \frac{dv}{dt} + \beta^2\, v + \alpha^2 \int_0^t v\,dt = F\,(t)\,,$$

che esprime la relazione tra la forza $F\,(t)$ e la velocità di un sistema meccanico oscillante, composto, per esempio, da una massa m, da una molla di costante di rigidezza α^2, e dotato di una forza di smorzamento proporzionale alla velocità attraverso il coefficiente β^2.

La coincidenza formale delle equazioni [1] e [2] permette di studiare uno solo dei due fenomeni, quello elettrico o quello meccanico, e di estendere all'altro i risultati trovati: per esempio trasportando nel

campo elettrico e nel linguaggio elettrico tutte le cognizioni relative al sistema meccanico [2], o viceversa.

Si suol dire che si è istituita così un'*analogia elettrico-meccanica*, od anche, più brevemente, *elettromeccanica*, tra i sistemi [1] e [2]. Le principali grandezze che vi si corrispondono sono rispettivamente:

la corrente i	e	la velocità v
la tensione V	e	la forza F
l'induttanza L	e	la massa m
la resistenza R	e	la costante viscosa β^2
l'inverso della capacità $1/C$	e	la costante di rigidezza α^2.

La corrispondenza oltre che qualitativa è anche quantitativa, se i fattori fisici V, L, R, $1/C$, F, m, β^2, α^2, benchè dimensionalmente eterogenei, sono ordinatamente misurati dagli stessi numeri; in questo caso anche le soluzioni delle [1] e [2] sono numericamente identiche, cioè, rispetto alle unità scelte, le correnti e le velocità, in istanti corrispondenti, sono misurate da numeri uguali.

Si è vista da tempo la possibilità di sfruttare questa corrispondenza quantitativa per sostituire l'uno all'altro i sistemi [1] e [2], non solo nello studio teorico, ma anche in quello sperimentale; si ha così il vantaggio di poter scegliere per la esperienza quello dei due sistemi che si presti meglio, ed estendere all'altro i risultati trovati. Tale possibilità è tanto più interessante in quanto la sostituzione dei sistemi meccanici a quelli elettrici permette, per così dire, di rallentare i fenomeni nel tempo.

Si è detto infatti che per l'uguaglianza quantitativa, oltre che formale, delle soluzioni delle [1] e [2], basta che i coefficienti delle due equazioni (e naturalmente le forze e le tensioni perturbanti) siano misurati ordinatamente dagli stessi numeri, ma *non è affatto necessario che coincidano i sistemi di unità in cui detti coefficenti sono misurati*.

Si potranno quindi scegliere per il fenomeno elettrico quattro grandezze fondamentali qualsiasi (purchè tra loro dimensionalmente indipendenti) e per queste quattro grandezze le unità che sembreranno più opportune. Lo stesso si potrà fare per il sistema meccanico, con la differenza che le grandezze da fissare come fondamentali saranno tre invece di quattro: le unità scelte per esse potranno essere diverse da quelle fissate per il sistema elettrico.

Si vedrà più oltre (§ 5) quali grandezze convenga scegliere come fondamentali, e come vadano fissate le unità; qui basterà accennare che è possibile scegliere due diverse unità di tempo per i due sistemi: per esempio, il secondo per il sistema elettrico, e 10^6 secondi per il sistema meccanico. In questo caso, ad un circuito oscillante elettrico che abbia una frequenza propria di 10^6 hertz corrisponde nell'analogia elettromeccanica un sistema oscillante meccanico, che ha anch'esso una frequenza propria di 10^6 unità di frequenza ma rispetto ad una unità di tempo di 10^6 secondi, e quindi compie una oscillazione al secondo. È possibile

perciò sperimentare comodamente sul sistema meccanico, e trasportare quantitativamente i risultati (misurati nel sistema di unità meccanico) al circuito elettrico, su cui potrebbe essere meno comodo eseguire esperienze a causa della frequenza assai più elevata.

Può a questo punto sorgere il dubbio che, nell'analogia elettromeccanica di cui si parla, la maggiore lentezza dei fenomeni meccanici sia soltanto apparente, provocata da una particolare scelta delle unità: la realtà è invece differente. Infatti è noto che i fenomeni meccanici sono ordinariamente più lenti dei fenomeni elettrici (1), quando siano riferiti ad una stessa unità di tempo, per esempio alla nozione che ogni sperimentatore ha del tempo, e che è invariabile per tutti i tipi di fenomeni; dal momento che si possono scegliere due diversi gruppi di unità (uno per i sistemi meccanici ed uno per i sistemi elettrici), si può fare in modo che due frequenze qualsiasi relative ad un sistema meccanico e ad un circuito elettrico siano misurate dagli stessi numeri.

La particolare scelta di due sistemi diversi di unità nell'analogia elettromeccanica, non rende dunque i fenomeni meccanici *apparentemente* più lenti dei fenomeni elettrici, ma al contrario, rende uguali le misure di due velocità o di due frequenze diverse.

Da tutto quello che s'è detto dianzi, appare chiaro che le analogie elettromeccaniche sono in sostanza classificazioni sistematiche di gruppi di fenomeni fisicamente diversi regolati da leggi analitiche formalmente identiche. L'interesse concettuale delle analogie elettromeccaniche sarà dunque tanto più grande, quanto più vaste saranno le categorie dei fenomeni, e quanto più numerosi saranno i modi di metterli in relazione tra di loro: nella prima parte del presente studio si è appunto cercato di mostrare quante siano le analogie che è possibile istituire tra circuiti elettrici e sistemi meccanici, ed a quali particolari classi di circuiti elettrici e di sistemi meccanici esse possano essere applicate.

Le analogie elettromeccaniche offrono un certo interesse dal punto di vista sperimentale, poichè permettono di estendere i risultati trovati sui circuiti elettrici ai corrispondenti sistemi meccanici, o di fare l'estensione opposta.

La convenienza di usare l'analogia nell'uno o nell'altro senso dipende non solo dai sistemi su cui si vuole sperimentare, ma anche dai mezzi che si hanno a disposizione. In genere si ritiene più conveniente costruire i modelli elettrici dei sistemi meccanici, come si fa per esempio per gli

---

(1) È chiaro che non si intende dire che *tutti* i fenomeni meccanici sono più lenti di *tutti* i fenomeni elettrici, poichè non sarebbe vero. È invece vero che i sistemi meccanici che si possono comodamente costruire (pendoli, fili, aste, lamine, di dimensioni *normali*) occupano un campo di frequenza più basso di quello occupato dai sistemi oscillanti elettrici in cui le costanti dei circuiti hanno valori *normali*. Bisogna inoltre osservare che mentre ha un senso paragonare le frequenze $[t^{-1}]$ di due sistemi oscillanti di natura diversa, cioè meccanico ed elettrico, non ha un senso preciso parlare di velocità di due fenomeni di natura diversa.

altoparlanti, per i microfoni o per i rilevatori grammofonici. Talvolta può invece convenire attuare il modello meccanico di un circuito elettrico; questo può avvenire, per esempio, quando non si disponga di un oscillografo per la registrazione dei fenomeni molto rapidi: in tal caso, come si è visto, con una opportuna scelta delle unità, i modelli meccanici dànno la possibilità di studiare gli stessi fenomeni al « rallentatore ». Alla fine del presente lavoro sarà appunto illustrato lo studio sperimentale dei transitori di un filtro elettrico, fatto unicamente sul suo modello meccanico.

2. - Diversi tipi di analogie elettromeccaniche.

Per vedere nella maniera più sistematica quali siano le diverse analogie che si possono stabilire fra circuiti elettrici e sistemi meccanici, si considerino le relazioni che intercorrono fra le funzioni del tempo che rappresentano la corrente e la tensione, in tre semplicissimi conduttori elettrici elementari (ideali), forniti l'uno di sola induttanza, l'altro di sola resistenza, ed il terzo di sola capacità.

Accanto a questi tre conduttori elettrici ideali si considerino tre sistemi meccanici, anch'essi ideali, ma altrettanto fondamentali, il primo dotato di sola inerzia, il secondo di sola resistenza viscosa (proporzionale alla velocità), il terzo di sola forza di richiamo (proporzionale allo spostamento), e le relazioni che in questi sistemi intercorrono tra le forze e le velocità. Una volta esaminate tutte le possibili analogie elettromeccaniche che si possono istituire tra questi sistemi elementari, si vedrà in qual modo secondo esse bisognerà collegare tra loro i sistemi meccanici per ottenere i modelli corrispondenti ai circuiti elettrici più complessi.

Così facendo si seguirà un procedimento logico inverso a quello seguito nell'elettrotecnica, dove si cerca quali siano le leggi sperimentali cui soddisfino i circuiti formati da un certo numero di maglie e di nodi, e si trovano i due principi di Kirchhoff (generalizzati). In ogni analogia elettromeccanica si cercherà invece quali siano i sistemi meccanici che soddisfino a detti principi, tradotti, naturalmente, in linguaggio meccanico.

Le relazioni tra corrente e tensione, nei tre circuiti elettrici di cui si è parlato, sono:

$$\left\{\begin{array}{ll} [3] & V_L = L \dfrac{di_L}{dt} \\ [4] & V_R = R\, i_R \\ [5] & V_C = \dfrac{1}{C}\displaystyle\int_0^t i_C\, dt \end{array}\right. \quad \text{oppure} \quad \left\{\begin{array}{ll} [3'] & i_L = \dfrac{1}{L}\displaystyle\int_0^t V_L\, dt \\ [4'] & i_R = \dfrac{1}{R} V_R \\ [5'] & i_C = C \dfrac{dV_C}{dt}\,. \end{array}\right.$$

E nei tre sistemi meccanici elementari di cui si è pure fatto cenno, le forze, inerziali, viscose, elastiche, sono legate alle velocità dalle:

$$\left\{\begin{array}{lll} [6] & F_m = m\,\dfrac{dv_m}{dt} \\ [7] & F_{vis} = \beta^2\, v_{vis} \\ [8] & F_{el} = \alpha^2 \displaystyle\int_0^t v_{el}\,dt \end{array}\right. \quad \text{oppure} \quad \left\{\begin{array}{lll} [6'] & v_m = \dfrac{1}{m}\displaystyle\int_0^t F_m\,dt \\ [7'] & v_{vis} = \dfrac{1}{\beta^2}\,F_{vis} \\ [8'] & v_{el} = \dfrac{1}{\alpha^2}\,\dfrac{d\,F_{el}}{dt}\,. \end{array}\right.$$

Le [3], [4] e [5] coincidono ordinatamente con le [6], [7] e [8] (e naturalmente le [3′], [4′] e [5′], coincidono con le [6′], [7′] e [8′]), quando si faccia corrispondere la tensione V alla forza F, e la corrente i alla velocità v.

Si ha così una analogia elettromeccanica che chiamaremo (I) in cui gli elementi corrispondenti sono quelli dati dalla tabella I, nella quale sono riportate anche le dimensioni fisiche delle grandezze corrispondenti, rispetto al sistema di unità elettromagnetico assoluto. A questo proposito si noti che le [6], [7] e [8] possono essere interpretate come relative ad un moto sia rettilineo sia rotatorio. Nella tabella I sono considerati i due casi, ed è stata adottata una notazione diversa per distinguerli.

Tabella I.

Grandezze elettriche		Grandezze meccaniche			
		Moto rettilineo		Moto rotatorio	
i	$[l^{1/2}\,m^{1/2}\,t^{-1}\,\mu^{-1/2}]$	$v = \dfrac{dx}{dt}$	$[l\,t^{-1}]$	$\theta = \dfrac{d\varphi}{dt}$	$[t^{-1}]$
V	$[l^{3/2}\,m^{1/2}\,t^{-2}\,\mu^{1/2}]$	F	$[l\,m\,t^{-2}]$	M	$[l^2\,m\,t^{-2}]$
L	$[l\,\mu]$	m	$[m]$	$m\,\varrho^2$	$[l^2\,m]$
R	$[l\,t^{-1}\,\mu]$	β^2	$[m\,t^{-1}]$	b^2	$[l^2\,m\,t^{-1}]$
C	$[l^{-1}\,t^2\,\mu^{-1}]$	$\dfrac{1}{\alpha^2}$	$[m^{-1}\,t^2]$	$\dfrac{1}{a^2}$	$[l^{-2}\,m^{-1}\,t^2]$

Questa analogia (I) è la stessa di cui si è parlato nel primo paragrafo, ed è anche la più nota, o comunque la più intuitiva, forse perchè è insita nello stesso linguaggio elettrotecnico, in cui alcuni termini, come cor-

rente e tensione, sono presi a prestito dalla meccanica, proprio secondo questa analogia.

Si possono invece far coincidere ordinatamente le [3], [4] e [5], con le [8'], [7'] e [6'] (e naturalmente le [3'], [4'] e [5'] con le [8], [7] e [6]), quando si faccia corrispondere la tensione V alla velocità v e la corrente i alla forza F. Si può in questa maniera istituire un'altra analogia meccanica che chiameremo (II), le cui grandezze corrispondenti sono date dalla tabella II.

TABELLA II.

GRANDEZZE ELETTRICHE		GRANDEZZE MECCANICHE			
		Moto rettilineo		Moto rotatorio	
i	$[l^{1/2}\, m^{1/2}\, t^{-1}\, \mu^{-1/2}]$	F	$[l\, m\, t^{-2}]$	M	$[l^2\, m\, t^{-2}]$
V	$[l^{3/2}\, m^{1/2}\, t^{-2}\, \mu^{1/2}]$	$v = \frac{dx}{dt}$	$[l\, t^{-1}]$	$\theta = \frac{d\varphi}{dt}$	$[t^{-1}]$
L	$[l\, \mu]$	$\frac{1}{\alpha^2}$	$[m^{-1}\, t^2]$	$\frac{1}{a^2}$	$[l^{-2}\, m^{-1}\, t^2]$
R	$[l\, t^{-1}\, \mu]$	$\frac{1}{\beta^2}$	$[m^{-1}\, t]$	$\frac{1}{b^2}$	$[l^{-2}\, m^{-1}\, t]$
C	$[l^{-1}\, t^2\, \mu^{-1}]$	m	$[m]$	$m\, \varrho^2$	$[l^2\, m]$

Se ora si integrano rispetto a t tra o e t ambo i membri delle [3], [4], [5] e si mettono in evidenza le funzioni $\int_0^t i\, dt$, $\int_0^t V\, dt$, si hanno le (2):

(2) Le costanti introdotte nell'integrazione si eliminano con una opportuna scelta dell'origine da cui sono contate le grandezze in questione. Per esempio, integrando la $V_L = L \frac{di_L}{dt}$ e mettendo in evidenza $\int_0^t i_L\, dt = q$, si ha:

$$\int_0^t V_L\, dt = L \frac{dq}{dt} + c\,;$$

per $t = 0$ il primo membro è o ed allora:

$$-c = \left[L \frac{dq}{dt} \right]_{t=0} = L\, i_0\,.$$

Basta quindi misurare invece delle correnti effettive le variazioni di corrente rispetto alla corrente iniziale i_0 perchè sia $c = 0$.

Analogamente per gli altri casi; quindi nelle [3''], [4''] e [5''] si sono senz'altro supposte eliminate le costanti d'integrazione.

$$[3''] \quad \int_0^t V_L\, dt = L \frac{d}{dt}\left(\int_0^t i_L\, dt\right)$$

$$[4''] \quad \int_0^t V_R\, dt = R \int_0^t i_R\, dt$$

$$[5''] \quad \int_0^t V_C\, dt = \frac{1}{C}\int_0^t \left(\int_0^t i_C\, dt\right) dt$$

che coincidono formalmente con le [6], [7], [8] quando si faccia corrispondere l'integrale temporale della tensione $\int_0^t V\, dt$ alla forza F e l'integrale temporale della corrente $\int_0^t i\, dt$ alla velocità v.

Questa analogia, che chiameremo (I''), differisce fisicamente dalla (I'), perchè i e $\int_0^t i\, dt$, V e $\int_0^t V\, dt$ hanno dimensioni diverse e significato fisico diverso, ma può tuttavia considerarsi derivata dalla (I), dalla quale si può formalmente ricavare, sostituendo nella tabella I alle correnti le quantità di elettricità, alle tensioni i loro integrali temporali, e lasciando immutate tutte le altre grandezze corrispondenti.

Dalla (I) e dalla (II) si possono ricavare infinite analogie fisicamente diverse fra loro, nella stessa maniera con cui si è ricavata la (I'') dalla (I), applicando cioè degli operatori funzionali ad ambo i membri delle [3], [4], [5] o delle [6], [7], [8] e mettendo poi in evidenza il prodotto di questi operatori per le grandezze V ed i o F e v (³). Questa maniera di generare analogie è utile quando si vogliano costruire modelli meccanici dei circuiti elettrici. Difatti nello studio sperimentale non è comodo usare la (I) in cui le correnti corrispondono alle velocità, perchè queste ultime non sono facili da registrare. Conviene invece integrare rispetto a t le [6], [7], [8] e mettere in evidenza gli integrali temporali delle forze e quelli delle velocità; si ha così la corrispondenza che chiameremo (I') data dalla tabella III.

Se invece si integrano, sempre rispetto a t, ambo i membri delle [8'], [7'], [6'] mettendo in evidenza gli integrali delle forze e delle velocità, dall'analogia (II) si può ricavare la (II') in cui le grandezze corrispondenti sono indicate nella tabella IV.

Nei successivi paragrafi saranno illustrate le analogie (I') e (II'), e la loro estensione a reti di circuiti comunque complesse.

(³) Ciò è possibile perchè gli operatori funzionali godono della proprietà commutativa.

TABELLA III.

GRANDEZZE ELETTRICHE		GRANDEZZE MECCANICHE			
		Moto rettilineo		Moto rotatorio	
i	$[l^{1/2}\ m^{1/2}\ t^{-1}\ \mu^{-1/2}]$	x	$[l]$	φ	$[l^0\ m^0\ t^0]$
V	$[l^{3/2}\ m^{1/2}\ t^{-2}\ \mu^{1/2}]$	$\int_0^t F\,dt$	$[l\ m\ t^{-1}]$	$\int_0^t M\,dt$	$[l^2\ m\ t^{-1}]$
L	$[l\ \mu]$	m	$[m]$	$m\,\varrho^2$	$[l^2\ m]$
R	$[l\ t^{-1}\ \mu]$	β^2	$[m\ t^{-1}]$	b^2	$[l^2\ m\ t^{-1}]$
C	$[l^{-1}\ t^2\ \mu^{-1}]$	$\frac{1}{\alpha^2}$	$[m^{-1}\ t^2]$	$\frac{1}{a^2}$	$[l^{-2}\ m^{-1}\ t^2]$

TABELLA IV.

GRANDEZZE ELETTRICHE		GRANDEZZE MECCANICHE			
		Moto rettilineo		Moto rotatorio	
i	$[l^{1/2}\ m^{1/2}\ t^{-1}\ \mu^{-1/2}]$	$\int_0^t F\,dt$	$[l\ m\ t^{-1}]$	$\int_0^t M\,dt$	$[l^2\ m\ t^{-1}]$
V	$[l^{3/2}\ m^{1/2}\ t^{-2}\ \mu^{1/2}]$	x	$[l]$	φ	$[l^0\ m^0\ t^0]$
L	$[l\ \mu]$	$\frac{1}{\alpha^2}$	$[m^{-1}\ t^2]$	$\frac{1}{a^2}$	$[l^{-2}\ m^{-1}\ t^2]$
R	$[l\ t^{-1}\ \mu]$	$\frac{1}{\beta^2}$	$[m^{-1}\ t]$	$\frac{1}{b^2}$	$[l^{-2}\ m^{-1}\ t]$
C	$[l^{-1}\ t^2\ \mu^{-1}]$	m	$[m]$	$m\,\varrho^2$	$[l^2\ m]$

3. - L'analogia elettromeccanica (I').

Per ottenere, secondo l'analogia (I'), il modello meccanico di una rete di circuiti elettrici è necessario, prima di tutto, attuare i modelli meccanici dei singoli conduttori, secondo la corrispondenza data dalla tabella III, e collegare poi questi modelli tra loro, in modo che il loro insieme soddisfi ai principi di Kirchhoff.

Il primo dei due principi, tradotto in linguaggio meccanico secondo la (I'), diviene:

« La somma algebrica degli spostamenti ([4]) di tutti i sistemi mec- « canici, corrispondenti a tutti i conduttori elettrici concorrenti in ogni « nodo, è nulla in ogni istante »:

$$[9] \qquad \sum_1^n {}_i X_{i,h} = 0 ,$$

dove si indicano con $i = 1, 2, \ldots, n$ i sistemi meccanici concorrenti in un nodo, e con $h = 1, 2, \ldots, m$ i nodi.

Il secondo principio diviene a sua volta:

« La somma algebrica degli impulsi (inerziali, elastici, viscosi od « applicati) relativi ai sistemi meccanici corrispondenti a conduttori « elettrici formanti una maglia chiusa, è nulla in ogni istante »:

$$[10] \qquad \sum_1^n {}_i I_{i,k} = 0 ,$$

dove si indicano con $i = 1, 2, \ldots, n$ i sistemi meccanici costituenti una maglia e con $k = 1, 2, \ldots, s$ le maglie.

Grazie ad un noto teorema di analisi ([5]), nella [10] agli impulsi possono essere sostituite le rispettive forze, ottenendo la seguente relazione:

$$[10'] \qquad \sum_1^n {}_i F_{i,k} = 0 .$$

Del secondo principio di Kirchhoff si può anche dedurre per l'analogia (I') una espressione più semplice della [10] e della equivalente [10'], ricordando che esso non è altro che una espressione sintetica della legge di Ohm generalizzata, e del fatto che il potenziale elettrico ha un unico valore in ogni nodo. Siccome i modelli meccanici dei singoli conduttori soddisfano già alla legge di Ohm (per la maniera stessa con cui

---

([4]) Per brevità si parlerà d'ora innanzi soltanto di spostamenti e di forze, tenendo però presente che nella (1') agli spostamenti possono essere sostituite le rotazioni, ed alle forze i momenti, come risulta dalla tabella III, quando invece di moti rettilinei si considerino moti rotatori.

([5]) Se è $I_i(t) = I_h(t)$, cioè $\int_0^t F_i(t)\,dt = \int_0^t F_h(t)\,dt$, per qualsiasi valore di t compreso tra zero e infinito, è anche:

$$F_i(t) = F_h(t) .$$

è stata istituita l'analogia (I') in base alle relazioni [3], [4], [5] e [6], [7], [8]) è sufficiente assumere la seguente espressione meccanica del secondo principio:

« Ogni collegamento meccanico corrispondente ad un nodo tra- « smette impulsi uguali ai modelli dei singoli conduttori »:

[11] $$I_{i,h} = \text{cost} .$$

Od anche in base al teorema di analisi dianzi ricordato:

« Ogni collegamento meccanico corrispondente ad un nodo tra- « smette forze eguali ai singoli modelli dei singoli conduttori »:

[11'] $$F_{i,h} = \text{cost} .$$

La soluzione pratica del problema meccanico consistente nel trovare un tipo di collegamento che trasmetta forze eguali ai modelli dei conduttori (secondo principio), vincolandoli nello stesso tempo a muoversi in modo che la somma algebrica dei loro spostamenti sia nulla in ogni istante (primo principio), è facilitata dal fatto che le condizioni poste dalla [9] e dalla [10] (o dalla [11]) sono puramente algebriche, e quindi vincolano soltanto i moduli delle forze e degli spostamenti (che sono grandezze vettoriali) lasciando arbitrari la loro direzione e il loro verso, che possono perciò essere fissati nella maniera più conveniente.

È difficile dire a priori quale sia questa maniera; nel presente studio si è trovato opportuno far avvenire gli spostamenti, e far agire tutte le forze applicate al modello meccanico di una rete di circuiti, lungo assi paralleli, e riferire i moti dei modelli dei conduttori concorrenti in uno stesso nodo (6) ad assi orientati nello stesso verso (7).

In questa maniera la risultante (ma non il momento risultante) degli spostamenti dei modelli concorrenti in un nodo è nulla in ogni istante: ad ogni nodo elettrico corrisponde cioè un collegamento meccanico che può avere un punto fisso.

Prima di esporre minutamente la maniera di attuare i modelli meccanici dei nodi elettrici [secondo l'analogia (I') e secondo la convenzione fatta sul verso e sulla direzione degli spostamenti dei modelli] conviene dare all'espressione « conduttore elettrico elementare » un significato un po' più ampio di quello attribuitogli fino a questo punto. Si sono difatti chiamati conduttori elettrici elementari quelli costituiti di sola induttanza, o di sola resistenza, o di sola capacità (equazioni [3], [4], [5]), e di conseguenza si è considerato il circuito risonante in serie come una maglia composta di tre conduttori elementari in serie. Conviene invece intendere per circuito elettrico elementare [soltanto per quanto riguarda l'analogia (I')] addirittura il circuito risonante in serie, cui corrisponde nella (I') un sistema risonante meccanico; in questa maniera le induttanze, le resistenze e le capacità sono considerate come parti-

(6) D'ora in poi si dirà più brevemente « modelli concorrenti in un nodo ».
(7) Non è necessario che l'orientazione sia la stessa per due nodi diversi.

colari circuiti risonanti nei quali mancano due dei tre componenti. Tutto ciò è perfettamente lecito perchè se nelle [3], [4], [5] si pone $i_L = i_R = i_C$ (il che equivale a porre la condizione che i tre conduttori siano in serie) si possono sommare le tre equazioni membro a membro, mettendo in evidenza il valore comune di i, e se si fa altrettanto rispetto ad x con le [6], [7], [8], integrate rispetto a t, si vede che nella (I') al circuito elettrico risonante in serie corrisponde appunto il circuito risonante meccanico.

Questa estensione del concetto di conduttore elementare non cambia nè aggiunge concettualmente nulla alla (I'), ma semplifica notevolmente i modelli dei circuiti, con la soppressione dagli schemi elettrici di tutti i nodi in cui concorrono due soli conduttori: giacchè, quando per conduttore elementare si intenda il circuito risonante in serie, un numero qualsiasi di conduttori in serie è considerato come un solo conduttore.

Fissato il nuovo concetto di conduttore elementare, saranno ora esaminate le diverse maniere di attuare i modelli meccanici dei nodi, a seconda del numero di conduttori concorrenti in essi.

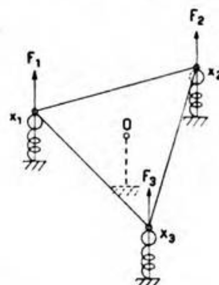


Fig. 1. — Modello meccanico tridimensionale di un nodo in cui concorrono tre conduttori.

Escludendo per quanto s'è detto il caso in cui i conduttori concorrenti siano due soli, il caso più semplice è quello di tre conduttori concorrenti in un nodo. Il modello meccanico in questo caso può essere attuato in due maniere diverse.

La prima è quella di collegare con vincoli a cerniera sferica i modelli dei tre conduttori ai vertici di un triangolo equilatero che possa ruotare intorno ad un asse qualsiasi passante per il suo centro, reso fisso per mezzo di una cerniera sferica (fig. 1). Un tale collegamento soddisfa sia la [9] sia la [10], poichè, se si indicano con x_1, x_2, x_3 gli spostamenti dei tre modelli, rispetto ad una posizione di equilibrio, e con F_1, F_2, F_3 le forze trasmesse dai vincoli ai tre modelli, si ha:

[12] $$\frac{1}{3}(x_1 + x_2 + x_3) = x_0 = 0$$

[13] $$F_1 = F_2 = F_3$$

nell'ipotesi che siano trascurabili l'attrito, l'inerzia e l'elasticità del vincolo, e che il moto dei tre modelli (che in realtà avviene su una superficie sferica) sia con sufficiente approssimazione rettilineo.

La seconda maniera consiste nel collegare per mezzo di cerniere piane i modelli di due conduttori con una leva, il cui punto di mezzo O_1 (fig. 2) sia collegato al modello del terzo conduttore da una seconda leva. Il fulcro O di quest'ultima dev'essere fisso, e deve dividere la leva in due bracci, il cui rapporto sia 2/1; in tal caso si ha:

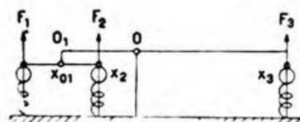


Fig. 2. — Modello meccanico bidimensionale di un nodo in cui concorrono tre conduttori.

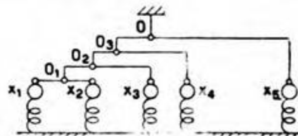


Fig. 3. — Modello meccanico di un nodo in cui concorrono n conduttori.

$$[14] \qquad 2\, x_{01} + x_3 = 2 \cdot \frac{1}{2}(x_1 + x_2) + x_3 = 0$$

$$[15] \qquad \begin{cases} \frac{1}{2}(F_1 + F_2) = F_3 \\ F_1 = F_2 \end{cases} \qquad \text{e quindi:} \quad F_1 = F_2 = F_3$$

e la [9] e la [10] sono soddisfatte.

Dal caso di tre a quello di un numero n qualsiasi di conduttori la generalizzazione è facile. Il primo tipo di collegamento (quello a triangolo) non può essere esteso senza uscire dallo spazio a tre dimensioni; invece il secondo si estende immediatamente. Se infatti in un nodo concorrono n conduttori (e se i moti dei modelli di questi conduttori avvengono lungo assi paralleli e concordi), il modello del nodo secondo l'analogia (I') è costituito da un insieme di leve di primo genere i cui bracci stiano fra loro successivamente nei rapporti 1, 1/2, 1/3, ..., 1/n, ed i cui estremi siano collegati ai modelli, od alla leva precedente per mezzo di cerniere (fig. 3). È implicito in quanto si è detto, che ogni leva può avere una lunghezza qualsiasi, purchè il rapporto dei suoi bracci sia quello voluto, e che non è affatto necessario che i moti dei modelli siano contenuti tutti su un piano, contenente anche le leve: queste possono formare a due a due angoli qualsiasi.

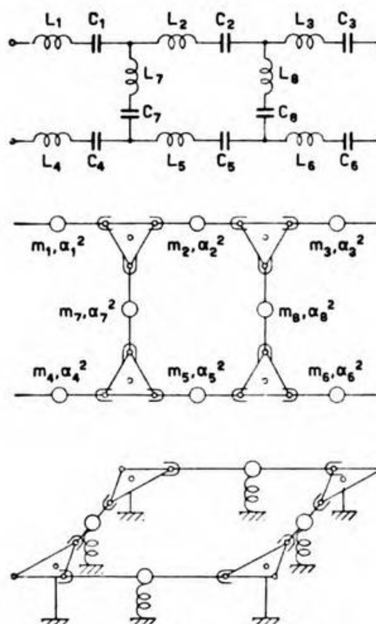


Fig. 4. — Schema elettrico e modello meccanico di un filtro a banda passante ad m.

In una rete di circuiti elettrici ogni conduttore fa capo a due nodi: nella stessa maniera il modello di ogni conduttore deve essere collegato

agli estremi di due leve, appartenenti ai modelli di due nodi, ed il collegamento deve essere tale che i due estremi delle leve si muovano con la stessa legge. In pratica un vincolo di questo genere si può attuare mediante guide prismatiche oppure mediante collegamenti a perno e glifo tra il modello del conduttore e le leve.

Nelle figure 4 e 6 sono riportati due esempi di modelli meccanici di circuiti elettrici che serviranno a chiarire meglio l'analogia (I'). Nella

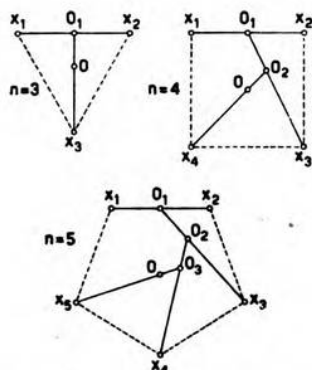


Fig. 5. — Disposizione simmetrica delle leve nei modelli meccanici dei nodi.

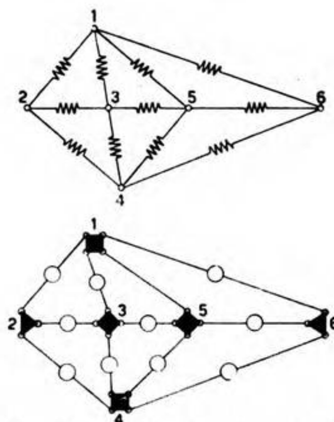


Fig. 6. — Schema elettrico di una rete di circuiti e schema simbolico del suo modello meccanico.

figura 4 il circuito elettrico è un filtro a banda passante del tipo ad m ed il suo modello meccanico è disegnato in pianta ed in assonometria. È inutile insistere sul fatto che si tratta soltanto di uno schema di modello. Come si vede, il moto dei sistemi risonanti meccanici, collegati a perno e glifo coi vertici dei nodi adiacenti, è rettilineo ed avviene lungo assi verticali. Sempre nella stessa figura si può osservare come, dato il tipo dei collegamenti adottati, sussista anche una certa corrispondenza grafica tra gli schemi elettrici e quelli meccanici, che dall'assieme dello schema elettrico permette senz'altro di prevedere quale sarà la disposizione degli elementi del modello.

Se nei nodi in cui concorrono n conduttori si dispongono le leve come nella figura 5 (in pianta), il che, per quanto si è detto dianzi, è lecito, non dovendo i moti dei conduttori (sebbene paralleli) essere tutti complanari, si possono addirittura indicare, nello schema meccanico, i modelli dei nodi in cui concorrono n conduttori con poligoni regolari ad n lati. Nella figura 6 si mostra come in questo caso lo schema simbolico del modello sia immediatamente ricavabile dallo schema elettrico, anche nel caso di una rete qualsiasi di circuiti.

4. - L'analogia elettromeccanica (II').

Lo studio dell'analogia elettromeccanica (II') può essere ricondotto a quello dell'analogia (I') quando si osservi che una delle due analogie si limita a scambiare rispetto all'altra i due principi di Kirchhoff. Infatti è:

		nella (I')		nella (II')
primo principio	[9]	$\sum_1^n{}_i X_{i,h} = 0$	[16]	$\sum_1^n{}_i F_{i,h} = 0$
secondo principio	[10']	$\sum_1^n{}_i F_{i,k} = 0$	[17]	$\sum_1^n{}_i X_{i,k} = 0$.

Ora è noto ([8]) che ad una rete di circuiti elettrici si può far corrispondere una rete reciproca, tale che se n conduttori concorrono in un nodo della prima, formino invece una maglia della seconda e viceversa; la proprietà più importante di due reti reciproche è che in esse sono scambiati fra di loro i due principi di Kirchhoff, e quindi alle correnti ed alle tensioni della prima rete corrispondono ordinatamente le tensioni e le correnti della seconda. Se indichiamo con P l'operazione simbolica che fa corrispondere ad una rete la sua reciproca, in cui però ad L, R, C siano ordinatamente sostituiti C_1, $1/R_1$, L_1, aventi ordinatamente nel sistema di misura scelto lo stesso valore numerico di L, R, C, si vede immediatamente che l'operazione P gode delle seguenti proprietà formali:

[18] $$P \cdot P = 1$$

od anche:

[18'] $$P^2 = 1 \, ,$$

cioè l'applicazione ripetuta due volte dell'operazione P riconduce alla rete di circuiti da cui si è partiti. Più generalmente:

[19] $$\begin{cases} P^n = 1 & \text{per } n \text{ intero positivo pari} \\ P^n = P & \text{per } n \text{ intero positivo dispari.} \end{cases}$$

Se ad una rete di circuiti si applica l'operazione P, la corrispondenza tra le grandezze della prima e della seconda rete è quella data dalla tabella V.

([8]) Vedasi per esempio:
L. Cremona: Le figure reciproche della statica grafica - Bernardoni, Milano, 1872.
A. E. Kennelly: On the predetermination of the regulation in alternating current transformers - El. World, 1899, XXXIV, p. 309.
I. Herzog u. C. Feldmann: Ueber widerstandstreue Umgestaltung elektrischer Leitungsnetze. (Transfigurirung). - E. T. Z., 1900, XXI, p. 167.

TABELLA V.

PRIMA RETE		RETE RECIPROCA	
i	$[l^{1/2}\ m^{1/2}\ t^{-1}\ \mu^{-1/2}]$	V	$[l^{3/2}\ m^{1/2}\ t^{-2}\ \mu^{1/2}]$
V	$[l^{3/2}\ m^{1/2}\ t^{-2}\ \mu^{1/2}]$	i	$[l^{1/2}\ m^{1/2}\ t^{-1}\ \mu^{-1/2}]$
L	$[l\ \mu]$	C_1	$[l^{-1}\ t^2\ \mu^{-1}]$
R	$[l\ t^{-1}\ \mu]$	$\frac{1}{R_1}$	$[l^{-1}\ t\ \mu^{-1}]$
C	$[l^{-1}\ t^2\ \mu^{-1}]$	L_1	$[l\ \mu]$

Se ora alla rete reciproca si applica l'analogia (I') cioè si fanno corrispondere agli elementi della seconda colonna della tabella V quelli della seconda colonna della tabella III, si trova tra gli elementi elettrici della rete originaria (contenuti nella prima colonna della tabella V) e quelli meccanici ad essi corrispondenti (contenuti nella seconda colonna della tabella III) l'analogia (II'), cioè quella data dalla tabella IV.

L'applicazione della (II') equivale quindi all'applicazione successiva della P e della (I') od al loro prodotto simbolico:

[20] $$(II') = (P) \cdot (I') .$$

Si verifica immediatamente che questo prodotto simbolico gode della proprietà commutativa; moltiplicando per P ambo i membri della [20] si ricava anche:

[21] $$P \cdot (II') = P^2 \cdot (I') = (I') ,$$

cioè, com'era evidente, l'applicazione successiva della P e della (II') ad una rete, equivale all'applicazione della sola (I').

Tutto quello che s'è detto per la (I') vale quindi anche per la (II'), ma con qualche avvertenza. Per esempio, nella espressione [10'] del secondo principio di Kirchhoff secondo la (I'), e cioè:

$$\sum_1^n {}_i F_{i,k} = 0 ,$$

sono comprese sotto il segno di sommatoria anche le forze esterne direttamente applicate (che corrispondono alle derivate temporali delle f.e.m. inserite nelle maglie); così nell'analoga espressione [17] del secondo principio di Kirchhoff secondo la (II'), e cioè:

$$\sum_1^n {}_i X_{i,k} = 0 ,$$

tra le $X_{i,k}$ vanno compresi anche i moti forzati imposti al modello meccanico (che corrispondono alle f. e. m. inserite nella maglia).

Si può osservare che l'operazione P trasforma un gruppo di n conduttori in parallelo in un gruppo di altrettanti conduttori in serie. Siccome è facile secondo la (I') attuare il modello meccanico di conduttori in serie, mentre non è altrettanto semplice attuare il modello meccanico di conduttori in parallelo, quando nella rete di circuiti di cui si deve costruire il modello vi sono molti elementi in serie, conviene applicare senz'altro la (I'); se invece vi sono molti conduttori in parallelo, conviene applicare prima l'operazione P e poi, alla rete di circuiti ottenuti, la (I'); per la [20] si può anche dire che conviene applicare la (II') alla rete di circuiti data.

5. - Esperienze sul modello meccanico di un filtro.

Per illustrare con un esempio pratico le precedenti considerazioni, si è costruito il modello di un filtro elettrico secondo la (I') e su di esso si sono eseguite esperienze per studiarne il comportamento in regime permanente e transitorio.

Il filtro elettrico scelto è del tipo a banda passante; il suo schema è quello della figura 7, e la sua attenuazione varia con la frequenza secondo

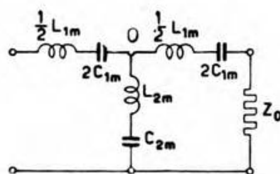


Fig. 7. — Filtro elettrico a banda passante, del tipo ad m, ad una sola cellula.

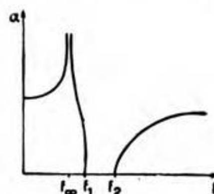


Fig. 8. — Attenuazione del filtro della figura 7.

la curva della figura 8. Ci si è limitati a costruire il modello di una sola cellula del filtro unicamente per ragioni di semplicità, perchè l'attuazione di un modello di un maggior numero di cellule non avrebbe presentato nessun'altra difficoltà nè pratica nè concettuale.

I parametri indipendenti del filtro elettrico sono quattro, e precisamente: le due frequenze critiche f_1 ed f_2 che limitano la banda di passaggio, la frequenza f_∞ per cui l'attenuazione diviene (in assenza di resistenze parassite e di fenomeni di riflessione) infinita e l'impedenza iterativa Z_0. I valori dei quattro elementi L_{1m}, L_{2m}, C_{1m}, C_{2m}, componenti la cellula del filtro, sono legati ai quattro parametri indipendenti dalle seguenti relazioni (9):

(9) Vedasi per esempio:
T. E. SHEA: Transmission networks and wave filters - Chapman a. Hall, New York, 1929, p. 317.

[22] $$L_{1m} = \frac{m_1 Z_0}{\pi l}$$

[23] $$L_{2m} = \frac{b Z_0}{\pi l}$$

[24] $$C_{1m} = \frac{l}{4 \pi m_2 f_m^2 Z_0}$$

[25] $$C_{2m} = \frac{l}{4 \pi d f_m^2 Z_0}$$

dove:

[26] $$l = f_2 - f_1$$

[27] $$f_m = \sqrt{f_1 f_2}$$

[28] $$m_1 = \sqrt{\frac{f_1^2 - f_\infty^2}{f_2^2 - f_\infty^2}}$$

[29] $$b = \frac{1 - m_1^2}{4 m_1}$$

[30] $$m_2 = \frac{f_2}{f_1} m_1$$

[31] $$d = \frac{1 - m_2^2}{4 m_2} .$$

Nel filtro elettrico di cui si è costruito il modello si è preso:

[32] $$\begin{cases} f_2 = 844 \text{ Hz} \\ f_1 = 744 \text{ Hz} \\ f_\infty = 644 \text{ Hz} \\ Z_0 = 275 \ \Omega \end{cases}$$

e quindi:

[33] $$\begin{cases} l = 100 \text{ Hz} \\ f_m = 792 \text{ Hz} \\ m_1 = 0{,}684 \\ m_2 = 0{,}776 \\ b = 0{,}198 \\ d = 0{,}128 \end{cases}$$ (m_1, m_2, b, d: numeri puri)

e si sono così trovati i seguenti valori per le induttanze e le capacità che compongono le cellule:

[34] $$\begin{cases} L_{1m} = 0{,}59 \text{ H} \\ C_{1m} = 59 \text{ m}\mu\text{F} \\ L_{2m} = 0{,}17 \text{ H} \\ C_{2m} = 360 \text{ m}\mu\text{F} . \end{cases}$$

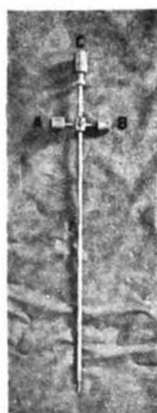


Fig. 9. — Modello meccanico di uno dei circuiti oscillanti del filtro della figura 7.

I modelli dei circuiti risonanti in serie L_{1m}, C_{1m} e L_{2m}, C_{2m} sono stati attuati con pendoli appoggiati su coltelli (fig. 9). Lo spostamento delle tre masse A, B e C permette di regolare indipendentemente l'una dall'altro la costante di richiamo a^2 ed il momento d'inerzia $m \varrho^2$ dei pendoli. Queste grandezze possono essere misurate sperimentalmente nelle seguenti maniere:

1) Misurando la variazione di frequenza del pendolo prodotta dall'aggiunta al pendolo stesso di una massa nota ad una distanza nota. Infatti si ha (vedasi l'appendice I):

[35] $$m\,\varrho^2 = \frac{p\,l - \dfrac{p l^2}{g} f_1^2}{(f_1 - f)^2\, 4\,\pi^2}$$

[36] $$a^2 = 4\,\pi^2 f^2\, m\,\varrho^2$$

dove:

p = peso (dine) della massa aggiunta
l = distanza (cm) della massa aggiunta dall'asse di oscillazione
f = frequenza (Hz) iniziale del pendolo
f_1 = frequenza (Hz) dopo l'aggiunta di p
g = accelerazione (cm s^{-2}) di gravità.

2) Misurando la frequenza f del pendolo, e la sua rotazione γ sotto l'azione di un momento statico noto $p\,l$. Difatti risulta (vedasi l'appendice I):

[37] $$m\,\varrho^2 = \frac{a^2}{4\,\pi^2 f^2}$$

[38] $$a^2 = \frac{p\,l}{\gamma}\,.$$

La resistenza Z_0 del filtro elettrico (fig. 7) è stata attuata meccanicamente applicando ad uno dei pendoli uno smorzamento proporzionale alla velocità mediante una lamina di rame B immersa nel campo di un elettromagnete C (fig. 10). In questo modo si può regolare lo smorzamento variando la corrente di eccitazione dell'elettromagnete, e si può calcolarlo misurando il decremento logaritmico delle oscillazioni del pendolo cui è applicato, giacchè (vedasi l'appendice II):

[39] $$b^2 = 2\,\frac{f}{n}\; m\,\varrho^2\;\; 2{,}4\;\log_{10}\frac{\gamma}{\gamma'}$$

dove:

b^2 = costante di resistenza viscosa (cm^2 g s^{-1})
f = frequenza propria (Hz) del pendolo cui è applicato lo smorzamento
γ = ampiezza massima (radianti) delle oscillazioni del pendolo in un dato periodo
γ' = ampiezza massima (radianti) delle oscillazioni dopo n periodi da quello considerato precedentemente
$m\,\varrho^2$ = momento d'inerzia del pendolo (cm^2 g)
n = numero di periodi di cui distano γ e γ'.

Il momento perturbante è stato applicato al modello del circuito di entrata del filtro mediante una bobina A percorsa da corrente variabile con legge nota, e immersa nel campo di un magnete permanente O (fig. 10). Si ricordi che, per quanto si è detto a proposito dell'analogia (I'), la legge di variabilità nel tempo del momento perturbante e quindi della

corrente che percorre la bobina, deve essere la derivata della legge di variazione della tensione applicata al filtro elettrico, poichè nella tabella III la tensione V corrisponde al momento d'impulso.

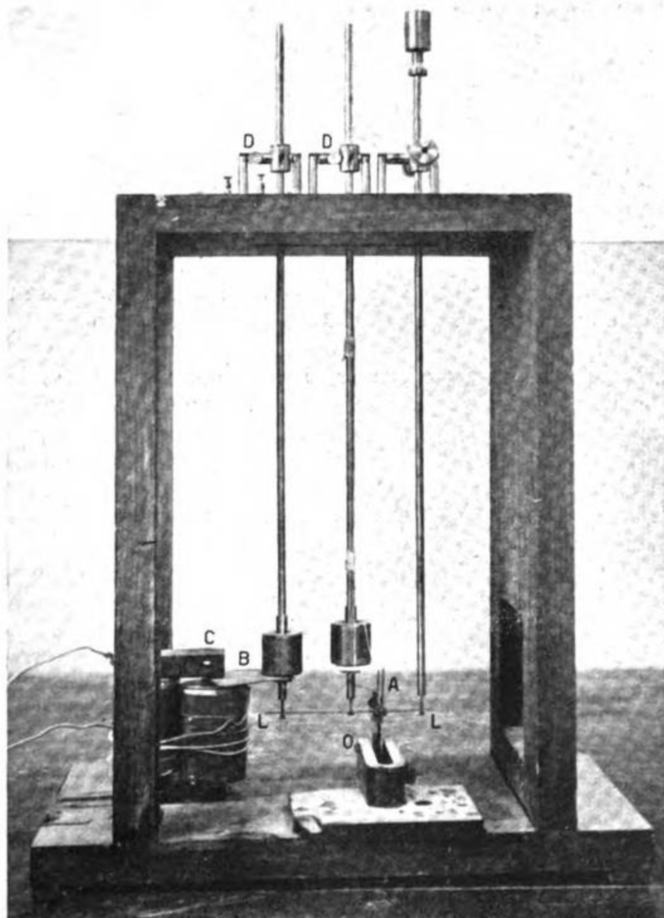


Fig. 10. — Modello meccanico del filtro della figura 7.

Il modello del nodo O (fig. 7) in cui concorrono tre conduttori elettrici, è stato attuato secondo lo schema della figura 2 leggermente modificato; collegando direttamente ad O_1 il modello del circuito 3, con le costanti elastiche ed inerziali raddoppiate, nella figura 2 il moto del punto O_1 è dato [14] da:

$$x_{01} = \frac{1}{2}(x_1 + x_2) ,$$

ma se si prende per x_{01} una unità di misura degli spostamenti uguale alla metà di quella presa per x_1 e per x_2, e si orienta l'asse di riferimento in senso opposto agli assi di x_1 e di x_2, si ha:

[40] $$x_{01} = \frac{1}{2}(-2\,x_1 - 2\,x_2) ,$$

cioè:

$$x_1 + x_2 + x_3 = 0 ,$$

e la condizione posta dal primo principio di Kirchhoff è soddisfatta, anche se il modello del circuito 3 è collegato direttamente ad O_1. Per soddisfare altresì il secondo principio (per ottenere cioè la similitudine delle forze di inerzia, elastiche e viscose), basta evidentemente raddoppiare le costanti del modello collegato con O_1, cioè moltiplicare per due la massa, le costanti elastiche e viscose, e le eventuali forze esterne ad esso applicate.

Nel modello che è stato costruito, si sono dunque collegati gli estremi dei tre pendoli, corrispondenti ai tre circuiti risonanti del filtro, con una sbarretta metallica $L\,L$ (fig. 10) munita di tre scanalature: queste servono di guida agli estremi dei tre pendoli e li obbligano a rimanere allineati durante il moto. Naturalmente si è avuto cura di fare la sbarretta di collegamento più leggera possibile e di diminuire l'attrito dei vincoli, in modo da rendere trascurabili (dell'ordine di qualche unità per cento rispetto alle altre forze del sistema) le perturbazioni portate nel moto dei pendoli da tale collegamento necessariamente imperfetto.

Perchè tra il filtro elettrico della figura 7 ed il suo modello meccanico della figura 10 la corrispondenza sia quantitativa, occorre, come si è detto nel § 1, fissare innanzi tutto le unità fondamentali in cui sono misurate le grandezze meccaniche relative al modello. Come grandezze fondamentali è opportuno scegliere nell'analogia (I') i momenti d'inerzia $m\,\varrho^2$, i momenti statici a^2 e le lunghezze x; le unità per queste grandezze devono essere fissate, a seconda della composizione del circuito elettrico di cui si vuole costruire il modello, nella maniera più conveniente. Per il filtro elettrico in questione si è scelto:

[41] $$\begin{cases} \text{per } m\,\varrho^2 & 10^6 \text{ cm}^2 \text{ g} \\ \text{per } a^2 & 1 \text{ cm}^2 \text{ g s}^{-2} \\ \text{per } x & 1 \text{ cm} , \end{cases}$$

dalle quali si ricavano immediatamente le unità derivate. È interessante notare che l'unità di tempo risulta di 10^3 s, quindi un fenomeno elettrico che abbia la frequenza di 10^3 Hz corrisponde, nell'analogia (I') con le unità precedentemente fissate, ad un fenomeno meccanico che compia un periodo in un secondo: le frequenze di taglio del modello meccanico del filtro sono dunque 0,744 e 0,844 Hz.

Gli elementi componenti il modello meccanico del filtro elettrico a banda passante debbono essere misurati (nelle unità prescelte) dagli stessi numeri delle grandezze elettriche del filtro: nella tabella VI sono riportati questi valori, insieme con quelli misurati nel sistema elettromagnetico assoluto (e. m. a.); si vede che la scelta delle unità è stata opportuna perchè si tratta di grandezze che facilmente si possono ottenere.

TABELLA VI.

FILTRO ELETTRICO	MODELLO MECCANICO	
	Unità prescelte	Unità e. m. a.
$f_2 = 844$ Hz	$f_2 = 844$	$= 0{,}844$ Hz
$f_1 = 744$ Hz	$f_1 = 744$	$= 0{,}744$ Hz
$f_\infty = 644$ Hz	$f_\infty = 644$	$= 0{,}644$ Hz
$Z_0 = 275\ \Omega$	$Z_0 = 275$	$= 0{,}275\ \text{cm}^2\,\text{g}\,\text{s}^{-1}$
$L_{1m} = 0{,}59$ H	$m_{1m} = 0{,}59$	$= 0{,}59 \cdot 10^6\ \text{cm}^2\,\text{g}$
$C_{1m} = 59$ mμF	$\frac{1}{a_{1m}^2} = 59 \cdot 10^{-9}$	$= 59 \cdot 10^{-9}\ \text{cm}^{-2}\,\text{g}^{-1}\,\text{s}^2$
$L_{2m} = 0{,}17$ H	$m_{2m} = 0{,}17$	$= 0{,}17 \cdot 10^6\ \text{cm}^2\,\text{g}$
$C_{2m} = 360$ mμF	$\frac{1}{a_{2m}^2} = 360 \cdot 10^{-9}$	$= 360 \cdot 10^{-9}\ \text{cm}^{-2}\,\text{g}^{-1}\,\text{s}^2$

Sul modello meccanico così costruito si sono effettuati due gruppi di esperienze, per determinarne il comportamento in regime permanente e transitorio. Nel primo caso, applicati momenti variabili nel tempo con legge sinusoidale e con frequenza compresa fra 0,5 e 1,5 Hz, si sono misurate le ampiezze dei moti dei pendoli, corrispondenti alle correnti di entrata e di uscita. Il rapporto tra queste due ampiezze dà l'attenuazione di una cellula del filtro meccanico. Le ampiezze dei moti dei pendoli sono state registrate fotograficamente, applicando sull'asse dei pendoli stessi degli specchietti concavi D (fig. 10) che facevano cadere l'immagine di una lampada ad arco su un tamburo ricoperto di carta sensibile e rotante con velocità uniforme [10]. Nelle figure 11, 12 e 13

[10] In tutti gli oscillogrammi si osserva una frequenza molto elevata rispetto a quella dei fenomeni registrati: essa è dovuta semplicemente ad oscillazioni tensionali dell'apparato registratore e non ha alcuna relazione col fenomeno registrato.

sono riprodotti alcuni oscillogrammi relativi al regime permanente del modello rispetto a varie frequenze.

In questi oscillogrammi la corrente di uscita è in scala doppia di quella d'entrata, la ragione di questo fatto è chiara dopo quanto si è

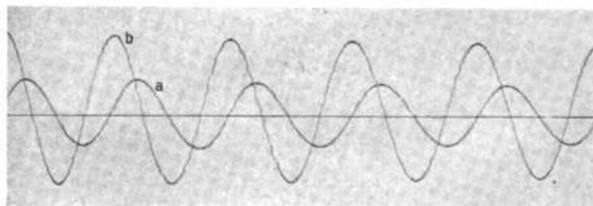


Fig. 11. — Comportamento del modello meccanico del filtro in regime permanente, nella sua banda di passaggio a 0,825 Hz. La corrente di uscita *b* è in scala doppia della corrente d'entrata *a*.

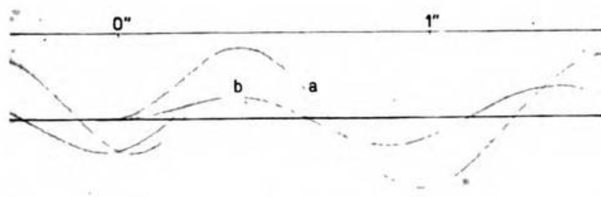


Fig. 12. — Comportamento del modello meccanico del filtro in regime permanente, nella sua banda inferiore di attenuazione a 0,590 Hz. La corrente d'uscita *b* è in scala doppia della corrente d'entrata *a*.



Fig. 13. — Comportamento del modello meccanico del filtro in regime permanente, nella sua banda di passaggio a 0,845 Hz. La corrente di uscita *b* è in scala doppia della corrente d'entrata *a*.

osservato sulla maniera di attuare il modello del nodo elettrico del filtro. Le attenuazioni (misurate in decibel) del modello meccanico relative alle varie frequenze sono riportate nella figura 14 accanto alla curva di attenuazione teorica del filtro elettrico, calcolata tenendo conto delle resistenze parassite ([11]). L'accordo, come si vede, è abbastanza buono;

([11]) Il calcolo è stato eseguito secondo il metodo di Zobel (Bell S. T. J., 1924, III, p. 567).

bisogna anche tener presente che le attenuazioni misurate sperimentalmente sono affette da errori abbastanza considerevoli dovuti alla difficoltà di produrre correnti alternative di frequenza compresa fra 0,5 e 1,5 Hz e sufficientemente stabili; si vede infatti dagli oscillogrammi delle figure 11, 12 e 13 che il regime dei pendoli è permanente soltanto in prima approssimazione. Si è poi effettuato un secondo gruppo di esperienze relative al regime transitorio del modello, registrando parecchie ammettenze indiziali ([12]) delle sezioni di entrata e di uscita. La figura 15 mostra le ammettenze indiziali delle sezioni d'entrata e di uscita del filtro, chiuso sulla sua impedenza iterativa; invece le figure 16 e 17 mostrano le ammettenze indiziali delle sezioni d'entrata e di uscita del filtro, chiuso rispettivamente su una resistenza infinita e nulla.

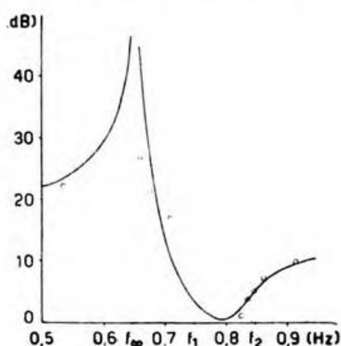


Fig. 14. — Attenuazione teorica del filtro elettrico: i cerchietti indicano le attenuazioni rilevate sperimentalmente sul suo modello meccanico.

Gli oscillogrammi delle figure 15, 16 e 17 possono essere confrontati con le ammettenze indiziali calcolate teoricamente per il filtro elettrico.

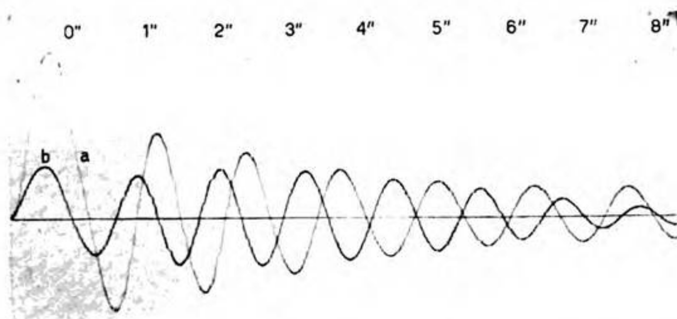


Fig. 15. — Ammettenza indiziale del modello meccanico del filtro chiuso sulla sua impedenza iterativa ($Z_0 = K$): *a* corrente d'entrata, *b* corrente d'uscita.

([12]) Per ammettenza indiziale s'intende la corrente che attraversa una data sezione del filtro (o di una qualsiasi linea artificiale infinita), quando all'entrata di esso è bruscamente applicata una tensione continua uguale all'unità, o, come anche si dice, una tensione rappresentata dalla funzione unitaria di Heaviside 1 (t). Tale funzione è dunque definita nella maniera seguente: è nulla per $t < t_0$, è eguale ad 1 per $t > t_0$ ed in $t = t_0$ ha un punto di discontinuità. Per avere l'ammettenza indiziale del modello meccanico, il

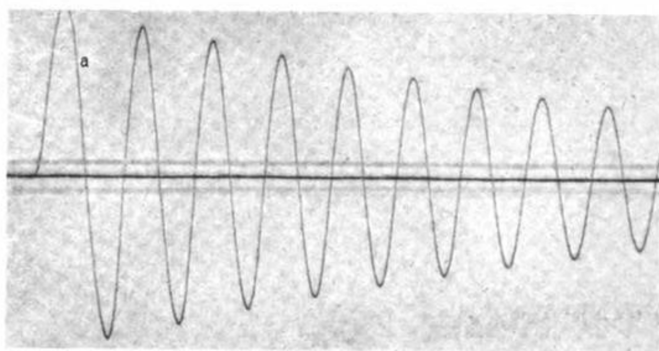


Fig. 16. — Ammettenza indiziale del modello meccanico del filtro a terminali aperti ($Z_0 = \infty$): *a* corrente d'entrata.

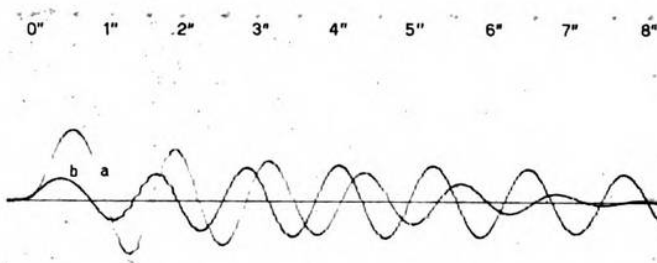


Fig. 17. — Ammettenza indiziale del modello meccanico del filtro a terminali chiusi in corto circuito ($Z_0 = 0$): *a* corrente d'entrata, *b* corrente d'uscita.

L'ammettenza indiziale all'ingresso del filtro, A_1, è data da una somma di termini del tipo:

$$[42] \qquad k\, e^{\alpha t} \int_{-\infty}^{t} e^{-\alpha t}\, 1\,(t)\, dt \qquad\qquad [43] \qquad A_r\, e^{\beta_r t} \int_{-\infty}^{t} \int_{-\infty}^{t} \dots \int_{-\infty}^{t} e^{-\beta_r t}\, 1\,(t)\, dt^r$$

$$[44] \qquad 2\, \varrho_1\, e^{rt} [\cos(\omega t + \varphi_1)] \int_{-\infty}^{t} e^{-rt} \cos \omega t \cdot 1\,(t)\, dt + $$
$$+ \operatorname{sen}(\omega t + \varphi_1) \int_{-\infty}^{t} e^{-rt} \operatorname{sen} \omega t\, dt\,.$$

---

momento applicato deve essere la derivata della funzione di Heaviside che è la funzione impulsiva $F_u(t)$, definita anche in base all'integrale:

$$\int_{t-\delta t}^{t+\delta t} F_u(t)\, dt = 1\,.$$

I termini del tipo [42] corrispondono alle radici reali distinte e non nulle dell'equazione (13):

[45] $$\mathcal{N}(\Delta) = 0$$

dove $\mathcal{N}(\Delta)$ è dato da:

[45'] $$\Delta^4\left(L_{1m} L_{2m} + \frac{L_{1m}^2}{4}\right) + \Delta^3 Z_0\left(\frac{L_{1m}}{2} + L_{2m}\right) + \Delta^2\left(\frac{L_{1m}}{C_{2m}} + \frac{2 L_{1m}}{C_{1m}} + \frac{4 L_{2m}}{C_{1m}}\right) + \Delta Z_0\left(\frac{2}{C_{1m}} + \frac{1}{C_{2m}}\right) + 4\left(\frac{1}{C_{1m} C_{2m}} + \frac{1}{C_{1m}^2}\right) = \mathcal{N}(\Delta).$$

I termini del tipo [43] e [44] corrispondono rispettivamente alle radici reali multiple β_r ed alle radici complesse e coniugate $r + j\,\omega$ della stessa equazione [45], in cui i valori di L_{1m}, L_{2m}, C_{1m} e C_{2m} sono quelli dati dalle [34].

Quanto ai coefficienti che figurano nelle [42], [43] e [44] suddette, essi sono dati rispettivamente dalla relazione:

[46] $$k = \frac{\mathcal{M}(\alpha)}{\mathcal{N}'(\alpha)},$$

dove:

[47] $$\begin{cases} \mathcal{M}(\alpha) = \alpha^3\left(L_{2m} + \frac{1}{2} L_{1m}\right) + \alpha^2 Z_0 + \alpha\left(\frac{1}{C_{2m}} + \frac{1}{C_{1m}}\right) \\ \mathcal{N}'(\alpha) = \left[\frac{d\,\mathcal{N}(\Delta)}{d\Delta}\right]_{\Delta=\alpha}; \end{cases}$$

e dalle espressioni seguenti:

[48] $$\begin{cases} A_r = \mathcal{M}(\beta_r) \\ A_{r-1} = \frac{\mathcal{M}'(\beta_r)}{1\,!} \\ A_{r-2} = \frac{\mathcal{M}''(\beta_r)}{2\,!} \\ \dots = \dots\dots\dots \\ A_1 = \frac{\mathcal{M}^{(r-1)}(\beta_r)}{(r-1)\,!} \end{cases}$$

[49] $$\varrho_1 = \sigma_1 + \sigma_2$$

[50] $$\varphi_1 = \arctan\frac{\sigma_2}{\sigma_1}$$

dove:

[51] $$\begin{cases} \sigma_1 + j\sigma_2 = \frac{\mathcal{M}(r + j\omega)}{\mathcal{N}'(r + j\omega)} \\ \sigma_1 - j\sigma_2 = \frac{\mathcal{M}(r - j\omega)}{\mathcal{N}'(r - j\omega)}. \end{cases}$$

(13) Si indica con Δ l'operatore differenziale $\frac{d}{dt}$. Per la deduzione di queste formule vedasi ad esempio:
A. M. Angelini: Calcolo operatorio e studio dei circuiti elettrici in regime transitorio - A. E. I., Milano, 1935.

L'ammettenza indiziale A_2 all'uscita della prima cellula del filtro è data da:

$$A_2 = \frac{1\ (t)}{K \operatorname{senh} \Gamma + Z_0 \cosh \Gamma}, \qquad [52]$$

dove K e Γ sono rispettivamente l'impedenza iterativa del filtro e la costante di propagazione, definite dalle seguenti relazioni:

$$[53] \begin{cases} \operatorname{senh} \Gamma = \frac{1}{2 Z_2} \sqrt{Z_1^2 + 4 Z_1 Z_2} \\ K = Z_2 \operatorname{senh} \Gamma \\ \cosh \Gamma = 1 + \frac{Z_1}{2 Z_2} \end{cases} \quad \text{dove: } [54] \begin{cases} Z_1 = L_{1m} \Delta + \frac{1}{C_{1m}} \Delta^{-1} \\ Z_2 = L_{2m} \Delta + \frac{1}{C_{2m}} \Delta^{-1} . \end{cases}$$

Sviluppando il denominatore della [52], si vede che contrariamente all'apparenza l'espressione di A_2 è una funzione razionale fratta di Δ, il che è d'altronde prevedibile, poichè il circuito della figura 7 è composto da un numero finito di impedenze a costanti concentrate.

La A_2 sarà dunque espressa anch'essa da una somma di termini del tipo [42], [43], [44], con la differenza che α, β_r e $r \pm j\,\omega$ sono questa volta le radici dell'equazione:

$$\mathcal{N}_1 (\Delta) = 0 \qquad [55]$$

ottenuta eguagliando a zero il denominatore della [52], che, essendo una funzione razionale fratta di Δ, può essere scritta nella forma:

$$\frac{1}{K \operatorname{senh} \Gamma + Z_0 \cosh \Gamma} = \frac{\mathcal{M}_1 (\Delta)}{\mathcal{N}_1 (\Delta)} . \qquad [56]$$

I coefficienti k, A_{r-h}, ϱ_1 e φ_1 vanno a loro volta calcolati in base alle [46], [48], [49] e [50], in cui a $\mathcal{M} (\Delta)$ ed a $\mathcal{N} (\Delta)$ si sostituiscano rispettivamente $\mathcal{M}_1 (\Delta)$ e $\mathcal{N}_1 (\Delta)$.

Come si vede, il calcolo numerico di A_1 ed A_2 in base alle [42], [43], [44] è assai laborioso perchè implica tra l'altro la risoluzione delle equazioni algebriche [45] e [55]. È quindi più conveniente confrontare gli oscillogrammi ottenuti con le ammettenze indiziali calcolate in base ad una formula di Carson, che è assai più semplice, sebbene per il filtro in questione sia solamente approssimata:

$$A_1 (t) = \frac{W}{\omega_m K} J_0 (y) \operatorname{sen} x , \qquad [57]$$

dove:

$$[58] \quad W = 2 \pi (f_2 - f_1) = 2 \pi l \qquad [60] \quad x = \omega_m t$$

$$[59] \quad \omega_m = 2 \pi \sqrt{f_1 f_2} = 2 \pi f_m \qquad [61] \quad y = \frac{W t}{2} ,$$

essendo J_0 la funzione oscillante di Bessel di ordine zero e K l'impedenza iterativa del filtro.

L'ammettenza indiziale all'ingresso del filtro è dunque una funzione periodica di frequenza f_m, modulata dalla funzione oscillante di Bessel di ordine zero relativa alla variabile y (14).

Nella figura 18 si sono sovrapposte la curva a dell'oscillogramma 15, e la curva $\frac{W}{\omega_m K} J_0(y)$, la prima delle quali è l'ammettenza indiziale A_1 della prima sezione del filtro, rilevata sperimentalmente, e la seconda è l'inviluppo teorico di detta ammettenza, calcolato secondo la [57].

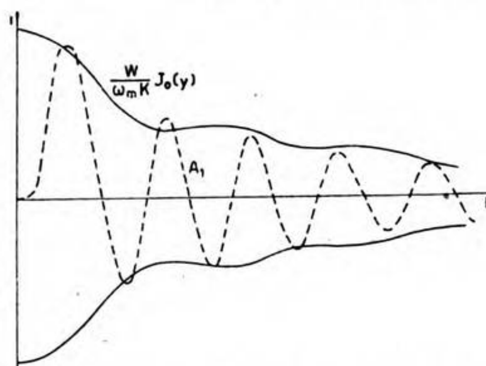


Fig. 18. — Inviluppo dell'ammettenza indiziale calcolato secondo una formula approssimata di Carson (——) e ammettenza indiziale rilevata sperimentalmente (- - -).

Il confronto tra le due curve mostra che anche in regime transitorio si ha un soddisfacente accordo tra i risultati sperimentali ottenuti sul filtro meccanico ed i valori calcolati per il filtro elettrico.

APPENDICE I.

Un pendolo composto avente un momento d'inerzia incognito $m\,\varrho^2$ ed una costante di richiamo pure incognita, a^2, ha una frequenza che è invece facilmente misurabile, e che è data da:

$$f = \frac{1}{2\,\pi} \sqrt{\frac{a^2}{m\,\varrho^2}} \,. \qquad [a]$$

Se ad esso si aggiunge una massa p/g, posta alla distanza l dall'asse di oscillazione, il momento d'inerzia del pendolo diviene:

$$m\,\varrho^2 + \frac{p}{g}\,l^2 \,, \qquad [b]$$

la costante di richiamo (per piccoli angoli):

$$a^2 + p\,l \,,$$

e la frequenza di oscillazione f_1:

(14) J. R. Carson a. O. J. Zobel: Transient oscillations in electric wave filters - Bell S. T. J., 1923, II (3), p. 1.

$$[c] \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{a^2 + p\,l}{m\,\varrho^2 + \frac{p\,l^2}{g}}}\,.$$

Risolvendo le equazioni [a] e [c] rispetto alle incognite a^2 e $m\,\varrho^2$, si ottiene:

$$[d] \qquad \begin{cases} m\,\varrho^2 = \dfrac{p\,l - \dfrac{p\,l^2}{g} f_1^2}{(f_1 - f)^2\, 4\,\pi^2} \\ a^2 = 4\,\pi^2 f^2\, m\,\varrho^2\,, \end{cases}$$

in cui le grandezze incognite $m\,\varrho^2$ ed a^2 sono espresse in funzione di tutte grandezze note, o facilmente misurabili, e cioè di:

p = peso (dine) della massa aggiunta
l = distanza (cm) della massa aggiunta
f = frequenza (Hz) iniziale del pendolo
f_1 = frequenza (Hz) dopo l'aggiunta di p
g = accelerazione (cm s^{-2}) di gravità.

Un altro sistema per determinare sperimentalmente $m\,\varrho^2$ ed a^2 può essere quello di misurare la frequenza propria del pendolo, il cui quadrato dà, a meno di un fattore, il rapporto fra a^2 ed $m\,\varrho^2$:

$$[e] \qquad f^2 = \frac{1}{4\,\pi^2}\cdot\frac{a^2}{m\,\varrho^2}\,,$$

e di misurare poi la rotazione γ del pendolo, sotto l'azione di un momento statico noto $p\,l$, espressa da:

$$[f] \qquad \gamma = \frac{p\,l}{a^2}\,.$$

La [e] e la [f] risolte rispetto ad a^2 e $m\,\varrho^2$ dànno:

$$[g] \qquad m\,\varrho^2 = \frac{a^2}{4\,\pi^2 f^2} \qquad\qquad [h] \qquad a^2 = \frac{p\,l}{\gamma}\,.$$

APPENDICE II.

La forma canonica dell'equazione di un moto vibratorio smorzato è:

$$[i] \qquad \ddot{x} + 2\,h\,\dot{x} + (h^2 + \omega^2)\,x = 0\,,$$

il cui integrale generale è:

$$[l] \qquad x = r e^{-ht} \cos(\omega t - \theta_0)\,.$$

Il rapporto tra le ampiezze massime di due oscillazioni, distanti tra di loro n periodi, si esprime con:

$$[m] \qquad \frac{x}{x'} = e^{h\frac{2\pi}{\omega}n}\,,$$

da cui si ricava:

$$[n] \qquad h = \frac{\omega}{2\pi n}\, 2{,}4 \log_{10} \frac{x}{x'}\,,$$

e con le notazioni precedentemente adottate nelle [6], [7], [8] e nel § 5 (per cui $h = b^2/(2\, m\, \varrho^2)$, e le x sono rotazioni indicate con γ), si ha:

$$[o] \qquad b^2 = 2\, m\, \varrho^2 \frac{f}{n}\, 2{,}4 \log_{10} \frac{\gamma}{\gamma'}\,,$$

nella quale:

b^2 = costante di resistenza viscosa ($cm^2\, g\, s^{-1}$)
f = frequenza propria (Hz) del pendolo cui è applicato lo smorzamento
γ = ampiezza massima (radianti) d'oscillazione del pendolo in un dato periodo
γ' = ampiezza massima (radianti) d'oscillazione del pendolo in un altro periodo
$m\, \varrho^2$ = momento d'inerzia ($cm^2\, g$) del pendolo
n = numero di periodi di cui distano le due oscillazioni γ, γ'.

La costante di resistenza viscosa b^2 relativa al moto di un pendolo può dunque essere calcolata misurando la frequenza, il momento d'inerzia ed il decremento logaritmico delle oscillazioni.

BIBLIOGRAFIA

H. F. Olson a. F. Massa: Applied acoustics - P. Blakiston's Son, Philadelphia, 1934.

I. B. Crandall: Vibrating systems and sound - Macmillan, London, 1927.

E. C. Wente a. A. L. Thuras: Moving-coil telephone receivers and microphones - J. A. S. A., III, p. 44.

A. Forstmann: Ueber die rechnerische Behandlung mechanischer schwingungsfähiger Gebilde unter Benutzung äquivalenter elektrischer Ersatzschemen - H. F. Techn. u. El. Ak., 1932, XXXIX, p. 11.

I. Granier: Les systèmes oscillantes - Dunod, Paris, 1936.

P. Janet: Problèmes et exercices d'électricité générale - Gauthier-Villars, Paris, 1921.

C. E. Lane: Filters in action - El. Engng., 1933, LII, p. 813.

M. Pawley: The design of a mechanical analogy for the general linear electrical network, with lumped parameters - J. Franklin I., 1937, CCXXIII, p. 179.

E. Paolini: Rilievo delle caratteristiche di un filtro meccanico - A. F., 1933, II, p. 212.

H. J. Reich: A mechanical analogy for coupled electrical circuits - R. S. I., 1932, III, p. 287.

C. A. Nickle: Oscillographic solution of electromechanical systems - Trans. A. I. E. E., 1925, XLIV, p. 844.

CONTRIBUTO ALLO STUDIO DEL COMPORTAMENTO DEI WATTMETRI ELETTROSTATICI

GIUSEPPE FRANCINI

Premessi alcuni accenni sugli elettrometri in generale, si considera l'elettrometro a paletta del Perucca. Si esamina la possibilità di adoperarlo per misure di potenza entro limiti di frequenza relativamente estesi, ricavando alcune semplici relazioni, che esprimono le condizioni limitative del campo di misura. Si riportano risultati sperimentali dello studio di tale elettrometro come wattmetro. Si dà infine notizia di misure di potenza che, con buona approssimazione, si accordano con le previsioni ottenute nello studio del problema.

1. - Introduzione.

Com'è ben noto, con la denominazione di elettrometro si intende uno strumento, nel quale forze di attrazione o di repulsione elettrostatica sono impiegate per misurare differenze di potenziale.

I tipi più noti di elettrometri sono quello assoluto a condensatore piano e quello a quadranti, ambedue ideati dal Kelvin fra il 1855 e il 1860. Di elettrometri a quadranti sono stati costruiti vari tipi, alcuni di sensibilità molto elevata, ma che presentano vari inconvenienti (difficoltà di sistemazione iniziale, una certa instabilità), apparecchi insomma di uso poco agevole e quindi praticamente limitati all'àmbito dei laboratori di fisica. Sono anche stati derivati alcuni tipi di sensibilità ridotta, ma di maggior comodità d'impiego, che vengono detti voltmetri elettrostatici.

Era già nota da qualche tempo l'applicazione dell'elettrometro a quadranti alla misura di piccole potenze a frequenze abbastanza elevate, mediante il sistema che viene descritto nel paragrafo seguente, ma sinora si erano incontrate gravi difficoltà pratiche a causa della delicatezza degli apparecchi disponibili. Essendo venuti a conoscenza di un nuovo tipo di elettrometro, denominato elettrometro a paletta

(fig. 1), dovuto al professore Perucca ([1]), che unisce all'elevata sensibilità particolari doti di robustezza, di trasportabilità, di facilità di regolazione, si è pensato ([2]) che potesse presentare interesse eseguire alcune prove sulla sua attitudine alle misure di potenza, cercando anche di ricavare semplici formule che esprimano le limitazioni relative al campo di misura.



Fig. 1. — Elettrometro a paletta del Perucca: 1 - complesso elettrometrico; 2 - vite micrometrica per la regolazione della sensibilità mediante variazione della distanza d tra i piatti e la paletta; 3 - scala pellucida; 4 - manopola per la regolazione della sensibilità mediante variazione della tensione ausiliaria (nell'uso come voltmetro in connessione eterostatica); 5 - manopola per lo spostamento dello zero, ottenuto per via elettrica.

Per la descrizione di tale elettrometro si rimanda alla bibliografia relativa ([1]). Basterà qui accennare che l'apparecchio si differenzia da quelli classici per la sostituzione di due semplici piatti ai quattro quadranti. Parallela ad essi si trova una paletta, a forma di settore, libera di rotare intorno ad un filo verticale teso di sospensione. La distanza fra paletta e piatti può essere variata mediante una vite micrometrica, in modo da ottenere diverse sensibilità. Le capacità interne sono molto piccole; l'importanza di questo fatto verrà esaminata nel paragrafo 4. La deviazione dell'equipaggio mobile è indicata da un'immagine luminosa su una scala pellucida che, insieme con i dispositivi ottici necessari, forma un tutt'uno con l'elettrometro.

2. - Considerazioni sui wattmetri elettrostatici.

Lo schema più semplice per l'impiego di un elettrometro a quadranti come wattmetro è quello rappresentato nella figura 2, che richiede soltanto una resistenza pura R.

Per spiegare il funzionamento, ricordiamo che, secondo la teoria dello strumento, la deviazione δ dell'equipaggio mobile risulta propor-

---

([1]) E. Perucca: Un nuovo elettrometro (elettrometro a paletta) - Atti R. Accad. Sci. Torino, 1936, LXXI, p. 230.

([2]) L'argomento della ricerca è stato suggerito dal professore Vallauri al quale si deve l'idea di adoperare l'elettrometro a quadranti nella misura di piccole potenze a frequenza acustica ed ultraacustica.

zionale, entro certi limiti, al quadrato della tensione applicata fra un piatto e l'altro, quando uno di essi sia collegato con la paletta (connessione idiostatica). In base a questa considerazione, dette A_1 ed A_2 due costanti, v_1 e v_2 i valori istantanei delle tensioni rispettivamente all'ingresso e all'uscita del wattmetro, si scrive immediatamente la relazione:

$$\delta = \frac{1}{T}\int_0^T (A_1 v_1^2 - A_2 v_2^2)\, dt.$$

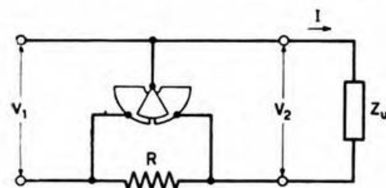


Fig. 2. — Disposizione schematica dell'inserzione di un elettrometro come wattmetro.

Al secondo membro si è introdotto il valor medio rispetto al tempo per portare in conto l'effetto dell'inerzia dell'equipaggio mobile, potendo essere v_1 e v_2 periodiche qualsiasi, purchè di frequenza abbastanza elevata in confronto con la frequenza propria dell'equipaggio mobile.

Se l'apparecchio è regolato in modo che sia $A_1 = A_2 = A$, sostituendo $v_1 = v_2 + Ri$ e semplificando, si ottiene:

$$\delta = 2\, RA \left(P + \frac{RI^2}{2} \right),$$

dove P è la potenza ai morsetti di uscita. Di qui, trascurando il termine correttivo $\frac{RI^2}{2}$, si ricava la potenza che manda al fondo della scala lo strumento:

[1] $$P_{max} = \frac{\delta_{max}}{2\, RA} = \frac{V_0^2}{2\, R},$$

essendo V_0 il valore di tensione che corrisponde alla deviazione massima, δ_{max}, nella connessione idiostatica.

Secondo tale relazione la P_{max} risulta dunque inversamente proporzionale ad R; nel ricavarla però abbiamo ammesso $\frac{RI^2}{2}$ trascurabile rispetto a P e, perchè questo sia, la resistenza R_u, che rappresenta la componente attiva del carico, deve essere grande rispetto ad R. Esprimendo questa stessa condizione sotto altra forma, si arriva facilmente a concludere che, se vogliamo un'approssimazione di x %, deve essere:

[2] $$V_2 \cos\varphi \geqslant \sqrt{\frac{R}{2} \cdot \frac{100}{x} P},$$

e nella condizione di fondo di scala, che, come si può vedere, è la più sfavorevole:

[3] $$V_2 \cos\varphi \geqslant \frac{5\, V_0}{\sqrt{x}}.$$

3. - Caratteristiche dell'elettrometro prescelto.

Prima di usare l'apparecchio come wattmetro, si sono eseguite alcune prove allo scopo di determinare entro quali limiti sono verificate le ipotesi poste a base del calcolo precedente.

Per verificare la quadraticità, dopo di aver collegato uno dei piatti con la paletta, si è rilevato il valore di δ in funzione di una tensione continua V, applicata fra la paletta e l'altro piatto; ciò è stato ripetuto per due diversi valori della distanza d fra piatti e paletta (diversa sensibilità dell'elettrometro).

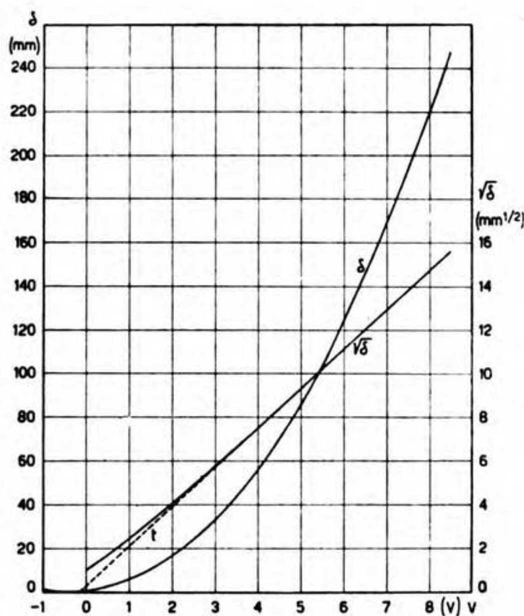


Fig. 3. — Caratteristica di un elettrometro a paletta, secondo la connessione idiostatica (curva δ).

Nella figura 3 è riportata la caratteristica ottenuta per $d \simeq 1$ mm; da essa si deduce la presenza di un potenziale di contatto, di circa 0,3 V, per effetto del quale il minimo di δ ha luogo per $V \neq 0$. Per esaminare più facilmente l'andamento della curva, si è riportato in ordinate $\sqrt{\delta}$; la curva che ne risulta non è perfettamente rettilinea nella parte iniziale (la retta tratteggiata t essendo indicata per facilitare il raffronto), ma, se ci si limita a valori di $\delta > 50$ mm, le variazioni della costante A sono inferiori all'1 %.

Si è poi verificata l'uguaglianza di A_1 e A_2 connettendo fra loro i piatti e applicando una tensione fra essi e la paletta. Essendosi constatata una notevole deviazione della paletta dalla posizione iniziale, si è ridotta la tensione al piatto la cui azione risultava prevalente, mediante un partitore puramente resistivo (fig. 4). Per un rapporto 1 : 1,01245 l'indice non presenta un'apprezzabile deviazione fino a circa 70 V, essendo $d \simeq 1$ mm. Per distanze minori l'uguaglianza delle due costanti può essere ottenuta solo per tensioni molto basse (3).

(3) Lo strumento è provvisto di tre viti di regolazione, che permettono di orientare con precisione il piano dei due piatti rispetto al piano della

Dai risultati delle prove descritte si deducono le seguenti conclusioni:

a) La presenza del potenziale di contatto V_c è preferibile sia evitata, ma, nel caso di misure con tensione alternata, non produce effetto dannoso. Infatti la sovrapposizione di una tensione alternata dà luogo ad una deviazione:

$$\delta = \frac{1}{T}\int_0^T A\,(v + V_c)^2\,dt = AV^2 + AV_c^2\,,$$

la quale è quadratica rispetto alla tensione applicata, salvo un termine costante, che ha il solo effetto di spostare lo zero.

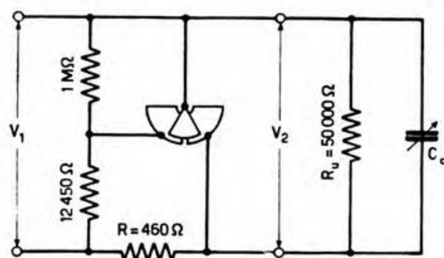


Fig. 4. — Disposizione schematica di un wattmetro elettrostatico con partitore resistivo di correzione, munito di un carico fittizio per la sua sperimentazione.

b) Per la distanza minima di circa 1 mm fra paletta e piatti, che è quella ritenuta conveniente in base alla possibilità di ottenere l'uguaglianza tra A_1 ed A_2, risulta $V_0 = 8$ V e quindi la [1] e la [3] diventano rispettivamente:

$$[4]\qquad P_{max} = \frac{32}{R}\ \text{W}\,,$$

$$[5]\qquad V_2 \cos\varphi \geqslant \frac{40}{\sqrt{x}}\ \text{V}\,.$$

Dalla [4] si vede che teoricamente non vi sono limiti alla sensibilità dell'apparecchio, essendo sufficiente aumentare in proporzione il valore di R.

Dalla [5] risulta che $V_2 \cos\varphi$ non deve essere inferiore a un certo limite; per esempio, se si ammette l'errore dell'1 %, è $V_2 \cos\varphi \geqslant 40$ V. Quindi, se vogliamo aumentare la sensibilità, cioè diminuire P_{max}, restando costante $V_2 \cos\varphi$, dovrà diminuire in proporzione la corrente. Il metodo perciò presenta grande sensibilità nel caso di misure su apparecchi di utilizzazione aventi impedenza d'ingresso con elevata componente attiva.

Ci si potrebbe anche svincolare dalla relazione [5], impiegando invece della semplice R, un circuito più complesso, il quale tuttavia pur permettendo di eliminare la causa di errore di cui tiene conto la [5],

---

paletta: quindi l'uguaglianza di A_1 con A_2 si può conseguire anche per questa via. Siccome però una regolazione di tale genere è molto delicata, appare più comodo ricorrere al partitore di tensione, la cui presenza non dà luogo ad inconveniente alcuno. Per bassi valori di d si nota che al crescere di V la deviazione avviene prima in un senso, poi nell'altro; in questo caso, per la correzione, occorrerebbe poter orientare i due piatti indipendentemente l'uno dall'altro.

non consentirebbe di ridurre il consumo proprio dell'apparecchio. Volendo per esempio eseguire una misura con $V_2 \cos\varphi = 0{,}5$ V, il consumo risulta 128 volte la potenza misurata ([4]).

4. - Risultati sperimentali.

Come verifica d'insieme delle considerazioni esposte, si sono eseguite prove sull'apparecchio montato come wattmetro (fig. 4) con $R = 460\ \Omega$, a cui corrisponde, secondo la [4], $P_{\max} = 70$ mW. Si è usata una resi-

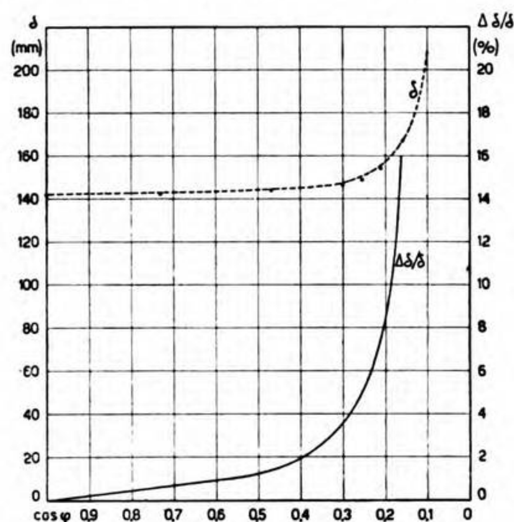


Fig. 5. — Relazione teorica tra l'indicazione δ dell'apparecchio ed il fattore di potenza (curva a tratti): i cerchietti indicano i valori rilevati sperimentalmente. La curva a tratto pieno indica l'errore percentuale.

stenza di carico $R_u = 50\,000\ \Omega$ e si è applicata ad essa una tensione di 50 V, alla quale corrisponde $P = 50$ mW. Nel grafico della figura 5 sono raccolti i risultati ottenuti variando il fattore di potenza mediante una capacità C_e posta in parallelo alla R_u. La curva tratteggiata è stata calcolata mediante la [2]; la curva a tratto continuo rappresenta l'errore percentuale dedotto dai risultati sperimentali.

Riguardo alla caratteristica di frequenza, si vede dallo schema dell'apparecchio che il funzionamento si deve mantenere corretto finchè

([4]) Questo risultato si ottiene esprimendo la potenza dissipata nella R:

$$RI^2 = 2\,\frac{RI^2}{2\,P}\,P = 2\,\frac{x}{100}\,P$$

in funzione di x, che, a sua volta, si può ricavare dalla [5].

la reattanza presentata dalla capacità C tra i due piatti è grande rispetto alla R:

$$\frac{1}{\omega C} \gg R . \qquad [6]$$

Questa capacità dipende dalla posizione della paletta, ma, anche nella condizione più sfavorevole, ha un valore molto piccolo che, in base alle

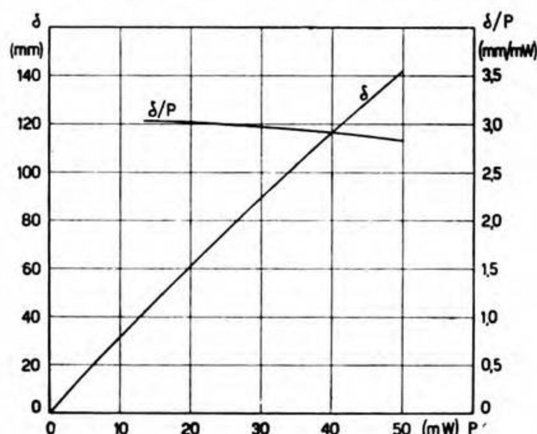


Fig. 6. — Curva di relazione tra la potenza P e l'indicazione δ dell'apparecchio. La curva δ/P indica la costante dello strumento in funzione di P.

dimensioni geometriche, si è giudicato dell'ordine del micromicrofarad. La costanza dell'indicazione dello strumento è stata verificata sperimentalmente fino a 40 kHz, sempre per una potenza di 50 mW.

Si sono anche fatte alcune misure con diversi valori della potenza, sempre per $\cos\varphi = 1$, ottenendo il grafico di figura 6. Tale caratteristica non è risultata perfettamente lineare, e la curva δ/P mette meglio in evidenza l'entità dello scostamento dall'andamento lineare.

5. - Conclusioni.

Le considerazioni precedenti ed i rilievi sperimentali riportati sembrano indicare che un wattmetro elettrostatico attuato impiegando l'elettrometro a paletta possa avere utile campo di applicazione specialmente per misure su apparecchi aventi impedenza con componente attiva di valore elevato. In questo caso la sensibilità, che può essere calcolata mediante la [4], è molto grande. Invece per tensioni basse (come per misure su altoparlanti, nel qual caso il valore $V_2 \cos\varphi = 0,5$ V dell'esempio del § 4 è già piuttosto elevato) si avrebbe un consumo inaccettabile.

Il wattmetro elettrostatico, di cui si dà notizia, presenta inoltre la caratteristica di fornire misure indipendenti dalla frequenza entro limiti abbastanza estesi, definiti dalla [6]. Da essa, ammessa una certa approssimazione, si ricava il valore massimo di R consentito per la frequenza alla quale si vuole eseguire la misura; questa condizione, attraverso la [4], si traduce in una limitazione per la sensibilità massima, tale che quest'ultima risulta inversamente proporzionale alla frequenza. Poichè il valore di C è molto piccolo, la sensibilità può essere elevata anche per frequenze abbastanza alte. Entro tutto il campo acustico, ammesso l'errore dell'1 %, si possono avere valori di P_{max} dell'ordine della frazione di milliwatt, tenendo però sempre presente la condizione relativa alla componente attiva del carico.

Per essere messo in funzione, l'apparecchio non richiede particolari precauzioni. Soltanto, siccome la scala non è perfettamente lineare, occorre rilevare la curva di taratura, dopo aver posto la vite micrometrica nella posizione corrispondente alla distanza prescelta tra piatti e paletta.

La costanza della caratteristica di frequenza del wattmetro elettrostatico indica la possibilità della sua applicazione in campi che sono preclusi al wattmetro elettrodinamico; tuttavia, anche nel campo delle frequenze industriali ne appare utile l'impiego, qualora il carico presenti quelle caratteristiche favorevoli per la sensibilità a cui si è accennato sopra.

Lo scrivente porge i più sentiti ringraziamenti al professore Pinciroli, che gli fu prodigo di aiuto e di consigli nello svolgimento del lavoro.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

RECENSIONI

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

S. GOLDMAN — **Trasmissione selettiva di una sola banda laterale e riproduzione dei particolari in televisione.** (Proc. I. R. E., novembre 1939, XXVII, 11, pag. 725-732, con 10 fig.).

Mediante l'integrale di Fourier viene determinato l'inviluppo della risposta di un filtro ideale, avente caratteristica trapezoidale, ad un segnale ottenuto modulando una portante sinusoidale per mezzo di una successione di rettangoli. I calcoli sono eseguiti considerando diversi casi corrispondenti all'ipotesi che la frequenza portante sia posta al centro o in diverse posizioni dissimmetriche della zona passante del filtro. Prendendo come segnale tipico la successione di due rettangoli (due punti luminosi contigui), viene mostrato come, spostando lateralmente la portante rispetto alla banda passante del filtro, si accentui sempre più la separazione della risposta ai due rettangoli; tanto che, se la distanza dei due rettangoli è così piccola da produrre la confusione completa dei due punti nel caso di portante disposta simmetricamente, si può giungere ad una più che soddisfacente risposta, con buona separazione dei due segnali, semplicemente spostando la portante verso il bordo della zona passante (trasmissione di una sola banda laterale). In conclusione l'autore raccomanda nella tecnica televisiva di trasmettere una sola banda laterale, allo scopo di ottenere una maggiore finezza di particolari, quando sia fissata la zona di frequenze da occupare.

[*La trattazione è puramente analitica e quasi tutti i passaggi sono esposti molto sommariamente, in modo che una discussione profonda richiederebbe di eseguire di nuovo una parte non indifferente dei calcoli. Qualche dubbio può anche sussistere circa le approssimazioni introdotte e circa la possibilità di attuazione e il comportamento del filtro ideale. Si ritiene, ad ogni modo, opportuno rilevare come questi risultati siano in contrasto con quelli ottenuti da numerosi altri autori, sia per la forma della risposta (che è qui simmetrica anche con trasmissione asimmetrica delle bande laterali, mentre altre ricerche teoriche e sperimentali hanno mostrato come l'asimmetria delle bande laterali si ripercuota sulla forma della risposta ad un rettangolo), sia per la natura stessa delle conclusioni (qui favorevoli alla trasmissione di una sola banda laterale, mentre quelle della quasi totalità degli altri autori le sono sfavorevoli o almeno le riconoscono un vantaggio molto piccolo*). — n. d. r.]. *G. C.*

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

W. Scholz e G. Faust — **Eliminazione dei disturbi ad onda cortissima dovuti ai dispositivi di accensione degli autoveicoli.** (T. F. T., novembre 1939, XXVIII, 11, pag. 409-414, con 11 fig.).

Le trasmissioni ad onda cortissima, sebbene immuni da disturbi di origine atmosferica o generati nel funzionamento di apparecchi elettrici industriali o domestici, sono tuttavia influenzate dalla irradiazione di armoniche superiori degli oscillatori locali di radioricevitori, dal funzionamento di apparati per diatermia, dai campi elettromagnetici di elevata frequenza e di notevole intensità generati da dispositivi di accensione per autoveicoli. La « Deutsche Reichspost » ha intrapreso lo studio di quest'ultima categoria di disturbi per giungere, specialmente in vista della presumibile diffusione che assumeranno nel futuro i servizi di radiovisione, all'applicazione generalizzata di semplici ed efficaci dispositivi antiperturbatori.

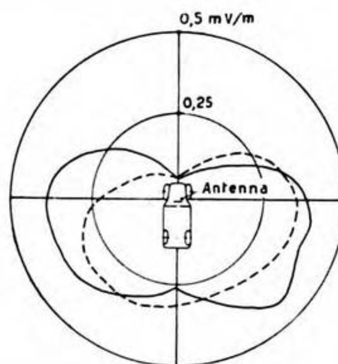


Fig. 1. — Diagramma di radiazione orizzontale di un veicolo, per frequenze di 45 MHz (——) e di 47 MHz (- - -), con antenna irradiante in posizione simmetrica sotto il cofano.

Si è constatato che le oscillazioni elettriche generate, per la scarica nelle candele, nei circuiti di accensione, presentano uno spettro di frequenze continuo, con massimo molto accentuato nella gamma di 5÷15 m, mentre già per lunghezze d'onda dell'ordine di 30 m l'intensità è così ridotta da non recare disturbi degni di nota nemmeno ad un ricevitore installato direttamente sul veicolo. I circuiti di accensione e le parti metalliche della vettura hanno dimensioni geometriche dello stesso ordine di grandezza delle lunghezze d'onda sopracitate e quindi costituiscono per esse radiatori e riflettori di notevole efficienza e possono dare diagrammi di radiazione che presentano direzioni nettamente favorite.

Il rilievo diretto di tali diagrammi si è palesato difficile, in ragione di varie cause di incostanza, come vibrazioni del veicolo, variabilità di contatti, e via dicendo. Si sono potuti però ricavare dati approssimativi, sostituendo all'apparato di accensione un oscillatore provvisto di un'antenna simulante in certo modo i conduttori di accensione. Le figure 1 e 2 rappresentano i diagrammi ottenuti con due diverse posizioni dell'antenna nel cofano del motore; il secondo diagramma è quello che probabilmente meglio corrisponde alle condizioni reali. Si vede come una variazione di frequenza di soli 2 MHz possa produrre uno spostamento

considerevole della direzione di massima irradiazione ed una forte variazione dell'intensità del campo.

Per quanto riguarda quest'ultima, si sono osservati, a 30 m di distanza dal veicolo e per frequenze di 48 MHz, i valori seguenti:

autocarro a 4 cilindri, 4 tempi, raffreddamento ad aria	5,9 mV/m
autocarro a 6 cilindri, 4 tempi, raffreddamento ad acqua	2,2 mV/m
vettura per viaggiatori, 2 tempi, 2 cilindri	7,2 mV/m
motocicletta (accensione a magnete)	2,0 mV/m.

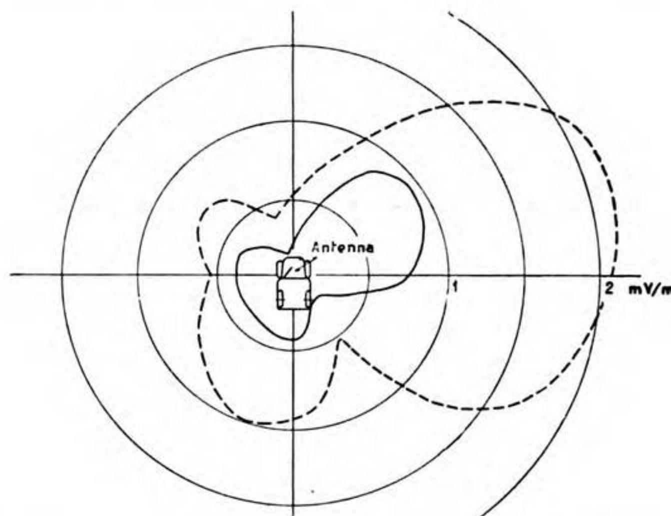


Fig. 2. — Diagramma di radiazione orizzontale di un veicolo, per frequenze di 45 MHz (——) e di 47 MHz (- - -), con antenna irradiante in posizione laterale sotto il cofano.

Se si tiene conto dei valori minimi di campo considerati accettabili per una buona ricezione, delle condizioni di propagazione nei centri abitati, della scarsa efficienza degli schermi delle discese di antenna nei riguardi dei campi di frequenza molto elevata, si può concludere che il raggio di azione dei disturbi prodotti da un autoveicolo nelle città può variare da 50 a 150 m.

La riduzione dei disturbi non può essere fatta altrove che all'origine. L'adozione della schermatura dei circuiti di accensione risulta assai costosa; l'inserzione di induttanze tra il distributore e le candele non ha altro risultato che ridurre la frequenza per la quale il disturbo è massimo; l'applicazione di condensatori deve essere scartata giacchè capacità maggiori di 100 $\mu\mu$F perturbano il regolare funzionamento del motore e capacità minori sono, da sole, inefficaci per la riduzione dei disturbi.

Economica ed efficiente risulta invece l'inserzione di resistenze smorzatrici (di valore variabile da 2 a 20 kΩ) immediatamente prima delle candele e tra il distributore e l'avvolgimento dello spinterogeno (o del magnete). Esse hanno la massima efficacia per lunghezze d'onda dell'ordine di 20 m; per onde più corte l'efficacia diminuisce per effetto della capacità distribuita. Conviene inoltre adottare, per i conduttori che vanno dal distributore alle candele, filo di resistenza spiralizzato. Con ciò si riduce l'attitudine del conduttore a irradiare l'energia ad alta frequenza, che viene in gran parte dissipata nel conduttore stesso; e si aumenta l'induttanza del circuito aumentando la lunghezza d'onda, corrispondente al massimo disturbo, verso il valore ove più efficace risulta l'azione smorzatrice delle resistenze. Tutto ciò è stato controllato mediante apposito dispositivo sperimentale.

Conviene infine inserire in parallelo sulla candela e la resistenza smorzatrice una capacità dell'ordine di 10 μμF. Si ha così il circuito equivalente della figura 3, ove *W* è la resistenza smorzatrice, *C* la capacità in parallelo, mentre il secondo condensatore in parallelo tra il conduttore *L* e la massa è la capacità distribuita del sistema. In un veicolo che a 7 m di distanza dava un campo di 32 mV/m, l'applicazione di una resistenza sintetica del commercio di 2 kΩ e di conduttori resistenti ha permesso di ridurre il campo a 4,3 mV/m. Un ulteriore miglioramento si consegue adottando candele di costruzione speciale, che portano incorporata, tra contatti a molla, la resistenza con bassa capacità, e sono provviste di una calotta schermante la quale presenta una capacità verso massa di 10 μμF. Il filo spiralizzato aveva una resistenza di 10 kΩ/m. In tale caso, il campo a 7 m di distanza non era più misurabile.

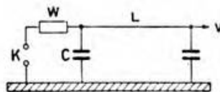


Fig. 3. — Schema equivalente del circuito di accensione, con resistenze e condensatori per l'eliminazione dei disturbi: *K* candela; *V* distributore.

Con dispositivi di tale tipo, che, costruiti in serie, non portano un aggravio sensibile di spesa, e disponendo i conduttori molto vicini al blocco motore, il problema della eliminazione dei disturbi può considerarsi completamente risolto. *E. Cr.*

ELETTROTECNICA GENERALE.

R. King — **Estensione dei metodi di analisi dei circuiti a bassa frequenza al problema dell'accoppiamento distribuito tra circuiti a frequenza altissima.** (Proc. I. R. E., novembre 1939, XXVII, 11, pag. 715-724, con 6 fig.).

Partendo dalle equazioni di Maxwell, lo studio del problema generale di due circuiti accoppiati si può ridurre alla soluzione delle due equazioni classiche del quadripolo, introducendo opportune impedenze

generalizzate. Soltanto però se si suppongono le correnti uniformi lungo ciascun circuito, ossia la velocità di propagazione dei campi infinitamente grande, si arriva a definire dette impedenze in funzione della sola configurazione geometrica dei due circuiti. Nel caso generale invece la soluzione è solamente formale, in quanto le impedenze dipendono dalla distribuzione delle correnti e questa a sua volta dalle impedenze; occorre allora risolvere un sistema di equazioni simultanee e l'introduzione delle impedenze generalizzate non semplifica in alcun modo la soluzione del problema. Anche ammettendo nota la distribuzione delle correnti (ad esempio sinusoidale), le induttanze generalizzate restano sempre funzioni della frequenza.

Alcuni casi semplici tuttavia possono essere trattati con opportune ipotesi semplificatrici. Si comincia a supporre che i due circuiti siano accoppiati così leggermente da poter trascurare la reazione del secondario sul primario; inoltre che i due circuiti considerati siano due linee. Per la linea primaria il problema è stato già studiato e si sa che le formule solite valgono ancora con buona approssimazione; le impedenze terminali vengono definite come quozienti della tensione di linea ad uno dei terminali per la corrente che vi fluisce. La teoria procede nel modo già noto per le basse frequenze; vengono sviluppate le formule per il caso di generatori inseriti ad una estremità della linea o in un punto intermedio.

Per quanto riguarda la linea secondaria, si può calcolare lungo di essa il campo elettrico ed il potenziale vettore dovuti alle cariche e alle correnti della linea primaria; si definisce così una forza elettromotrice distribuita, da cui è possibile ricavare la corrente che percorre la linea stessa.

I calcoli sono ancora molto complessi in quanto sono richieste una prima integrazione lungo la linea primaria per determinare la forza elettrica in ciascun punto della linea secondaria, ed una successiva integrazione per determinare l'intera f. e. m. e la corrente indotte. Una semplificazione notevole è raggiunta quando la f. e. m. indotta è distribuita simmetricamente rispetto ad un punto; infatti viene dimostrato che una f. e. m. indotta in una sezione di una linea parallela può essere considerata come se fosse concentrata al centro della sezione stessa, con la sola condizione restrittiva che detta distribuzione debba essere simmetrica rispetto a tale centro.

Siccome si dimostra che la f. e. m. indotta diminuisce almeno col quadrato della distanza dalla linea primaria, si conclude che la f. e. m. distribuita tende rapidamente a zero quando ci si allontana dalla linea inducente, e quindi per avere distribuzione simmetrica basta che la linea primaria abbia una distribuzione di corrente simmetrica e sia disposta non troppo vicina agli estremi della linea secondaria.

La possibilità di ricorrere allo schema equivalente del generatore concentrato al centro della sezione indotta permette di interpretare in modo semplice le misure, e di determinare, dai risultati di queste, l'ac-

coppiamento tra due linee. Verifiche sperimentali hanno confermato l'esattezza di questo modo di procedere.

La teoria viene estesa al caso in cui la linea secondaria sia sostituita da un'antenna semplice. *G. C.*

FISICA GENERALE.

A. Dammann — **Analisi dei suoni emessi da strumenti musicali.** (C. R. Acad. Sci., 24 aprile 1939, CCVIII, pag. 1283-1285, con 2 fig.).

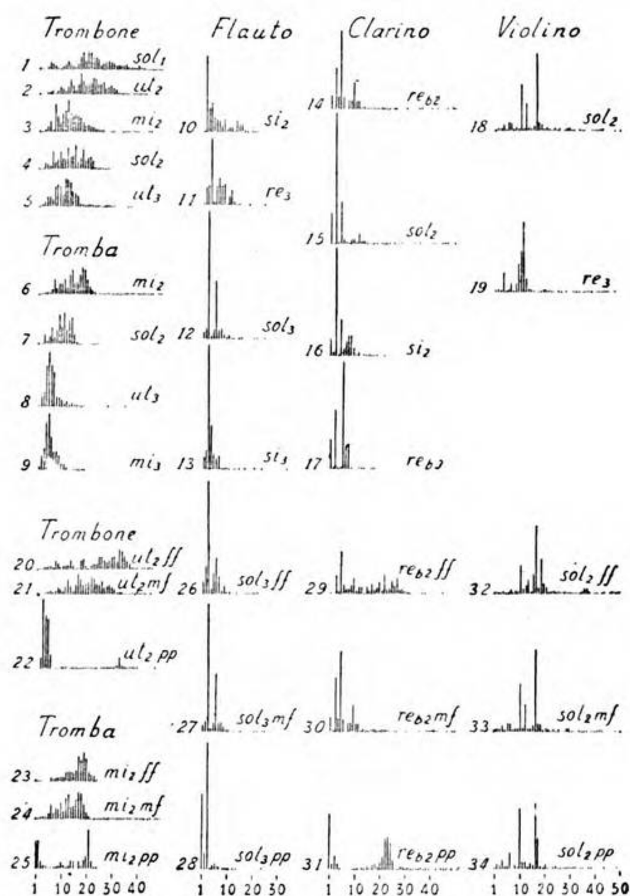


Fig. 1. — Spettri acustici di alcuni strumenti musicali.

Lo studio, compiuto presso il Laboratorio di Psicologia dell'Università Cattolica di Milano, è consistito nel registrare, mediante un oscillo-

grafo catodico, i suoni emessi da vari strumenti musicali, e nell'analizzarli mediante un analizzatore armonico Coradi.

I risultati dell'analisi sono raccolti nella figura 1, nella quale, in funzione dell'ordine dell'armonica, sono indicati sulle ordinate i valori di $\frac{A^2 f^2}{\Sigma A^2 f^2}$, f essendo la frequenza ed A l'ampiezza di ciascuna componente; la sommatoria è estesa alle prime cinquanta armoniche.

Le conclusioni che si possono trarre da questo studio sono essenzialmente:

1) Solo il clarino ha una fondamentale di valore notevole, in corrispondenza delle frequenze medie, che sono quelle a cui l'orecchio è più sensibile; le armoniche importanti appaiono sia aggruppate (trombone e tromba), sia isolate (clarino e violino).

2) Quando la frequenza della fondamentale aumenta, il massimo del gruppo delle armoniche si sposta verso le armoniche di ordine minore per il trombone e per la tromba, mentre nel caso del clarino la posizione delle armoniche non dipende dalla frequenza fondamentale (grafici 14, 15 e 16).

3) Quando l'intensità cresce (a frequenza fondamentale costante), il massimo si sposta, per tutti gli strumenti studiati, verso le armoniche di ordine più elevato (grafici 20 ÷ 34).

4) Negli spettri acustici corrispondenti al trombone, alla tromba ed al clarino suonati sul pianissimo (grafici 22, 25 e 31) si osserva un gruppo di armoniche di ordine elevato di incerta origine. *An. Gi.*

R. W. YOUNG — **Terminologia per le unità logaritmiche di frequenza.** (J. A. S. A., luglio 1939, XI, 1 (I), pag. 134-139, con 1 fig.).

La sensazione dell'altezza di un suono varia col logaritmo della sua frequenza; è perciò utile usare scale logaritmiche per la frequenza nei grafici caratteristici degli altoparlanti o dei microfoni, in quanto essi vengono così ad avere un significato più intuitivo. La tastiera di un pianoforte è effettivamente una sequenza logaritmica di toni. Sarebbe particolarmente desiderabile adottare per le misure fisiche una scala logaritmica che si possa, nello stesso tempo, usare per la musica. Fletcher ha proposto di usare una di codeste scale, così fatta che semitoni, toni e ottave siano calcolati a partire da una frequenza base di 16,352 Hz, che è la più bassa frequenza udibile dall'orecchio medio.

Se si vuol scegliere per la frequenza una unità logaritmica di rapporto, analoga a quello che sono i decibel per esprimere un rapporto di potenza o di intensità, si tratta naturalmente di scegliere sia il rapporto, sia l'unità di misura.

L'ottava fu sempre considerata una comodissima unità per indicare i rapporti 2/1. Il nome deriva invece dal fatto che risulta formata col primo e con l'ottavo tono di una scala musicale. (Può essere interessante

notare incidentalmente che la parte visibile della gamma di radiazioni elettromagnetiche copre circa una ottava). Ora, un intervallo generico fra due frequenze f_1 ed f_2 può essere indicato dal rapporto f_2/f_1 oppure

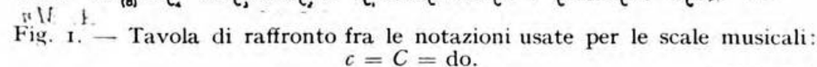


Fig. 1. — Tavola di raffronto fra le notazioni usate per le scale musicali: $c = C =$ do.

dal numero N di ottave contenuto entro di esso, essendo N determinato dall'equazione:

$$f_2/f_1 = 2^N,$$

donde:

$$N = \log_2 (f_2/f_1) = \log_2 f_2 - \log_2 f_1.$$

I principali modi di suddividere una ottava sono:

1 ottava = 301,03 savart = 1000 milliottave
= 6 toni = 600 centitoni
= 12 semitoni = 1200 semicentitoni (cent).

Il savart è una unità assai facile a calcolarsi. Il numero dei savart corrispondenti all'intervallo fra due date frequenze f_1 ed f_2 è dato da:

$$1000 \log_{10} (f_2/f_1).$$

Il merito principale di questo sistema è di permettere l'uso delle normali tavole logaritmiche; purtuttavia il fatto che $\log_{10} 2$ è un numero irrazionale porta come conseguenza che nè l'ottava nè il semitono possono essere espressi da numeri interi. Qualcuno ha proposto di usare per l'ottava il numero intero di 300 savart: per un calcolo esatto occorre però allora l'uso di altri logaritmi.

La milliottava ha bisogno anch'essa di speciali logaritmi con in più, naturalmente, uno spostamento della virgola; il semitono per altro, essendo la dodicesima parte di una ottava, risulta di 83,33 milliottave.

Il centitono è poi, come dice la parola, la centesima parte del tono temperato, mentre il semicentitono è la centesima parte del semitono temperato, e cioè la metà del centitono. Esso è forse la più soddisfacente di tutte le unità. Perciò si potrebbe concludere che, per essere in accordo con l'uso comune, la scala logaritmica di frequenza dovrebbe essere basata sul rapporto 2/1 (ottava) adottando, quando sia necessario dividere ulteriormente l'intervallo, il semitono e il semicentitono.

Tornando alla frequenza di riferimento di 16,352 Hz, consigliata da Fletcher, si nota inoltre che essa corrisponde ad un do e dista di un numero intero di semitoni dal normale la_3 di 440 Hz.

Fletcher chiama livello di frequenza espresso in numero di ottave la grandezza:

$$\log_2 (f/16{,}352) = \log_2 f - \log_2 16{,}352 = 3{,}322 \log_{10} f - 4{,}031,$$

e livello di frequenza in numero di semitoni:

$$12 \log_2 (f/16{,}352) = 12 \log_2 f - R$$

nella quale è $R = 12 \log_2 16{,}352 = 48{,}3763$.

La figura 1 illustra i diversi sistemi di notazione musicale usati.

A. Mn.

MISURE.

W. Wisotzky — **Misura di resistenze acustiche.** (H. F. Techn. u. El. Ak., marzo 1939, LIII, 3, pag. 97-104, con 10 fig.).

La misura della resistenza acustica viene effettuata col metodo del tubo di Kundt, in modo analogo a quanto già si fa per la misura dell'assorbimento acustico. Per la determinazione viene adoperato un

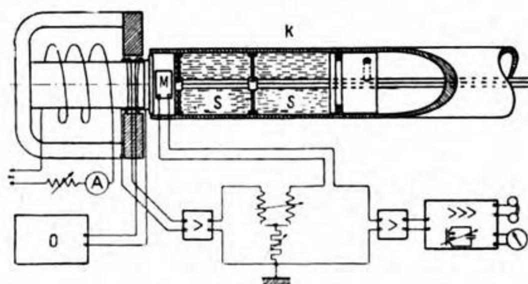


Fig. 1. — Apparecchiatura per la misura di resistenze acustiche: *A* amperometro; *K* tubo di Kundt; *M* microfono a cristallo; *O* oscillatore; *S* materiale assorbente acustico.

dispositivo di compensazione nel quale si fa agire una f. e. m. di ampiezza proporzionale, ed in relazione di fase nota, con la pressione applicata

al materiale, ed una corrente di ampiezza proporzionale, e pur essa in relazione di fase ben determinata, con la velocità che assume uno strato del materiale in esame. Per mezzo di un compensatore di Larsen si effettua la compensazione, in base a cui si definiscono le componenti dell'impedenza del materiale.

L'apparato di misura consiste in un tubo di Kundt, in parte riempito del materiale da misurare; ad un'estremità di esso è posto un generatore elettrodinamico di suono (fig. 1). In una bobina, rigidamente connessa alla membrana del generatore, viene indotta la f. e. m. proporzionale alla velocità, mentre un cristallo piezoelettrico posto entro il tubo, in vicinanza della membrana, genera una f. e. m. proporzionale alla pressione.

Partendo dalla espressione generale del coefficiente di assorbimento:

$$a = 1 - \left| \frac{z - Z_0}{z + Z_0} \right|^2,$$

in cui Z_0 è la resistenza acustica (costante) dell'aria, e $z = \xi + j\zeta$ è l'impedenza acustica del materiale da misurare, si dimostra che per a

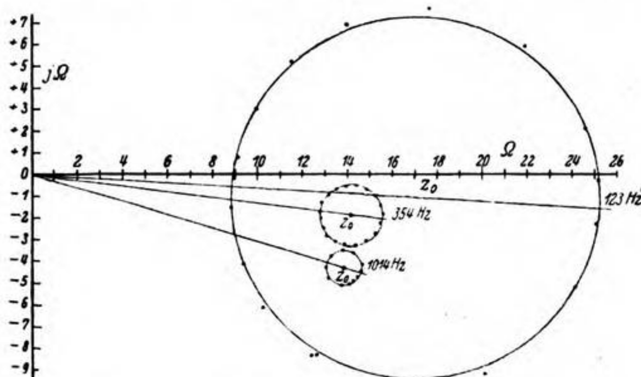


Fig. 2. — Cerchi di costante assorbimento.

costante le componenti dell'impedenza acustica ξ e ζ sono definite da un cerchio, che prende il nome appunto di «cerchio di costante assorbimento».

L'apparato dà indicazioni assolute, perchè il microfono piezoelettrico può essere tarato per confronto con un microfono a condensatore campione, oppure, con utilizzazione del tubo di Kundt stesso, rilevando i cerchi di costante assorbimento e facendo una semplice costruzione grafica su di essi (fig. 2).

Con la stessa apparecchiatura sono state eseguite misure di coefficienti di assorbimento (fig. 3), in varie condizioni di spessore e di com-

pressione, quest'ultima espressa per mezzo della quantità di sostanza contenuta nell'unità di volume (grammi litro).

Pur non trattandosi di uno studio di assoluta novità sono da notare la scrupolosa cura con la quale è stata condotta la parte sperimentale, e gli innumerevoli accorgimenti escogitati per aumentare la precisione

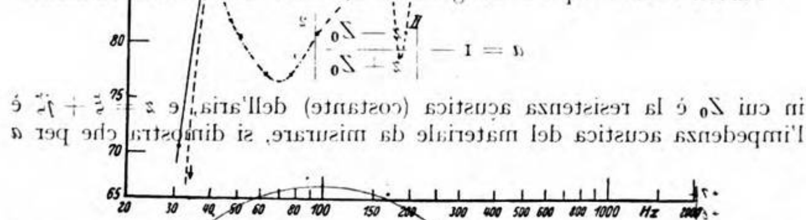


Fig. 3. — Coefficiente di assorbimento (a) dell'ovatta misurato su: 100 cm di ovatta compressa a 6 g/l (curva I); 50 cm di ovatta compressa a 6 g/l e 50 cm di aria (curva II); 100 cm di ovatta compressa a 12 g/l (curva III).

delle determinazioni. Ad esempio, è stato attuato un sistema di misura indipendente dalle risonanze della membrana dell'altoparlante, la quale è anche conformata in modo particolare per aumentare la purezza della nota emessa; è stato attuato un tubo di Kundt di forma speciale per rendere la misura indipendente dalle oscillazioni proprie e dallo smorzamento del tubo, e così via.

Basta dare uno sguardo alla continuità delle curve sperimentali per rendersi conto del fatto che l'esattezza dei rilievi di questo lavoro è superiore a quella con la quale vengono generalmente effettuate le misure del genere.

Sono state eseguite misurazioni di resistenza di efflusso di gas e di assorbimento sonoro di materiali porosi. In questo secondo caso non è stato trovato perfetto accordo fra i risultati della teoria della propagazione nei tubi sottili di Cremer, e di altri, ed i risultati sperimentali; si cerca di spiegare questi ultimi ponendo a confronto la teoria suddetta con quella di Helmholtz sulla propagazione nei tubi larghi e notando a quale delle due teorie, a seconda dei casi, si avvicina il comportamento reale dei materiali.

Le misure sono sempre state effettuate entro la gamma da 30 a 200 Hz.

E. B.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

M. von Ardenne — **Sulla costruzione pratica di tubi a raggi catodici riceventi per televisione, funzionanti ad accumulazione.** (T. F. T., novembre 1939, XXVIII, 11, pag. 403-407, con 9 fig.).

Sulla base di concetti teorici già esposti in precedenti lavori (1), sono stati costruiti tubi a raggi catodici per ricezione di televisione, funzionanti secondo il principio dell'accumulazione dei segnali per tutto un periodo di immagine (fig. 1). Tali tubi, dotati di uno schermo di solfuro di zinco cristallino di 10 × 10 mm², possono essere sottoposti a tensioni anodiche fino a 20.000 V. La superficie anteriore dello schermo è ricoperta di un sottile strato di vetro speciale dotato di debole emis-

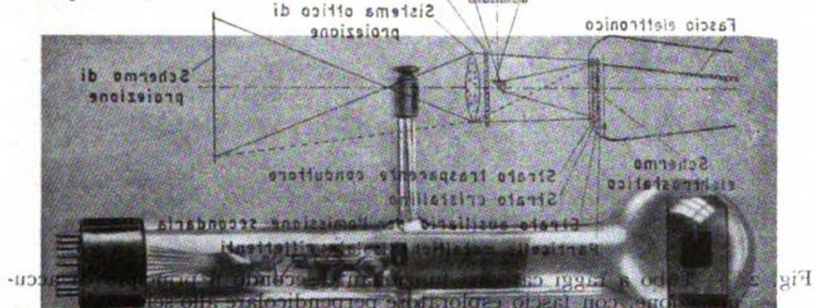


Fig. 1. — Tubo a raggi catodici per ricezione televisiva, funzionante secondo il principio di accumulazione.

sione secondaria. Il fascio di luce polarizzata attraversa due volte lo schermo cristallino, poichè ad una delle facce di esso è applicata una superficie riflettente, cosicchè l'effetto elettro-ottico risulta raddoppiato rispetto a quello che si avrebbe per un semplice attraversamento. Per avere, in sede di prova, un controllo della messa a fuoco e della intensità della traccia del fascio elettronico esploratore, il tubo sperimentale è provvisto anche di uno schermo fluorescente che, naturalmente, viene a mancare nei tubi destinati all'uso pratico.

Allo schermo cristallino è stato dato uno spessore di 1 mm, per poter osservare comodamente l'allargamento della macchia dovuto ai campi

(1) M. von Ardenne: T. F. T., 1938, XXVII, p. 518; A. F., 1939, VIII, p. 415; T.F.T., 1939, XXVIII, p. 186; A. F., 1939, VIII, p. 469.

elettrostatici che si stabiliscono sullo schermo per effetto dell'accumulazione delle cariche. Si è potuta così verificare la legge di dipendenza tra l'allargamento della traccia e gli spessori dello strato cristallino e dello strato emissivo anteriore. Sono stati studiati altresì gli effetti perturbatori dovuti alle cariche di polarizzazione in corrispondenza della superficie di separazione tra i due strati, ed i provvedimenti atti ad eliminarli.

Si è constatato che, con correnti del fascio di 10^{-3} A e velocità di analisi di 1 km/s, valori facilmente raggiungibili negli ordinari tubi per

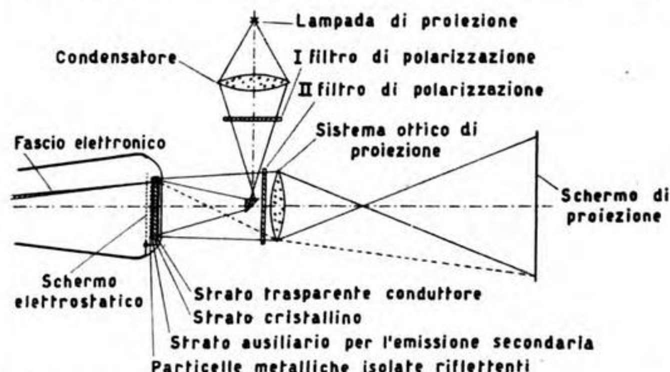


Fig. 2. — Tubo a raggi catodici funzionante secondo il principio di accumulazione, con fascio esploratore perpendicolare allo schermo.

televisione, si consegue lo sfruttamento massimo dell'effetto di rotazione del piano di polarizzazione dei raggi luminosi incidenti sullo schermo.

Le prove eseguite dimostrano che non esistono difficoltà essenziali per la costruzione di tubi dotati di schermi relè funzionanti secondo il principio dell'accumulazione dei segnali. Esiste tuttavia una limitazione all'area dell'immagine, dovuta alle piccole dimensioni dei cristalli naturali di blenda che vengono adoperati per gli schermi. Per poter avere schermi di maggiori dimensioni, occorre affrontare il problema della preparazione di cristalli sintetici o della costruzione di schermi ottenuti mediante giustapposizione di vari elementi tagliati da cristalli naturali.

La seconda parte del lavoro è dedicata all'esame delle varie possibili disposizioni del sistema ottico rispetto al tubo catodico. Una delle soluzioni proposte è riprodotta nella figura 2; in essa la riflessione avviene sulla stessa faccia dello schermo colpita dagli elettroni, sulla quale sono applicati elementi metallici riflettenti, isolati tra loro e distanziati in modo da non ostacolare sensibilmente l'azione dei pennelli elettronici di eccitazione e di cancellazione. Tale dispositivo riflettente discontinuo comporta invero una utilizzazione soltanto parziale della quantità di luce disponibile. Per raggiungere un rendimento più elevato, si può lasciare trasparente lo strato emissivo anteriore, praticando tuttavia,

sulla faccia di esso che guarda verso l'interno del tubo catodico, una serie di solchi orizzontali di sezione triangolare, tali che i raggi luminosi, incontrandone le facce sotto un angolo maggiore dell'angolo limite, subiscano su di esse una riflessione totale. *E. Cr.*

TUBI ELETTRONICI.

R. Aschenbrenner — **Tubi a concentrazione elettronica e tubi ad emissione secondaria.** (Onde Él., giugno 1939, XVIII, 210, pag. 241-259, con 17 fig.).

Del principio della concentrazione elettronica si sono viste negli ultimi tempi le più varie ed interessanti applicazioni; così i tubi 6L6, EF8, EK3 hanno permesso rispettivamente di ridurre la distorsione nell'amplificazione per frequenze acustiche, di eliminare il soffio elettronico, e di attuare una netta separazione fra gli elementi modulatore e oscillatore nel cambiamento di frequenza. Ma l'applicazione senza dubbio più importante si è avuta nei tubi ad amplificazione per emissione secondaria, nei quali è stato possibile, imponendo agli elettroni primari un percorso diverso da quello dei vapori di bario emessi dal catodo caldo, proteggere da questi ultimi il catodo freddo, il cui strato emittente di cesio-molibdeno è facilmente alterabile (1).

I tubi ad emissione secondaria hanno, com'è noto, importanza grandissima come amplificatori in televisione, a causa della loro elevata transconduttanza (circa tripla di quella delle vecchie costruzioni) e delle relativamente piccole capacità interelettrodiche. Queste ultime anzi si sono potute dimezzare con una costruzione speciale (tubo EE50) senza zoccolo, costituita da una semplice ampolla cilindrica di vetro attraversata nel fondo da nove asticelle di ferrocromo (materiale avente lo stesso coefficiente di dilatazione del vetro) che servono da piedini di contatto e da supporto per il sistema degli elettrodi. Oltre all'accorciamento delle connessioni ed alla regolazione della loro distanza si è ottenuta così una grande stabilità meccanica; è scomparsa la variazione di frequenza durante i primi minuti di funzionamento e, con la soppressione delle saldature dei fili di connessione ai piedini, si è eliminato il pericolo di cattivi contatti. Il tubo è protetto da una rivestitura metallica fornita di una guida per facilitarne l'introduzione nel supporto.

L'amplificazione che si può ottenere con questi tubi è notevole, e, se i vari stadi si accordano su frequenze lievemente discoste comprese nella banda da amplificare, raggiunge valori tali da rendere inutile il cambiamento di frequenza; si eliminano così gli inconvenienti delle supereterodine, che si verificano specie nei luoghi in cui il campo è debole, a causa delle interferenze con frequenze vicine e del soffio elettronico. *L. V.*

---

(1) Rev. techn. Philips, 1938, III, p. 271; A. F., 1939, VIII, p. 68.

CRONACA TECNICA

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

I microfoni elettrodinamici a bobina mobile vanno vieppiù affermandosi con grande successo: è infatti questo un tipo di microfono che possiede una singolare robustezza ed una grande praticità di uso; sotto l'aspetto costruttivo è quanto di più semplice si possa immaginare e nei riguardi del principio di funzionamento è sostanzialmente un altoparlante elettrodinamico.

L'attuazione pratica di un buon microfono a bobina mobile — intendendo con ciò un microfono avente una caratteristica di frequenza praticamente piana entro tutta la gamma acustica, presentante distorsione non lineare trascurabile e direzionalità non troppo pronunciata — è per altro niente affatto semplice; teoricamente esso è anzi uno di quelli di più difficile attuazione. Posto che il microfono sia sensibile alla pressione acustica, la forza, che provoca gli spostamenti della membrana a cui è collegata la bobina mobile, risulta indipendente dalla frequenza; la f. e. m. sviluppata ai capi della bobina mobile è funzione della velocità di spostamento di detta bobina nel traferro ed è pure indipendente dalla frequenza. Ne segue che anche nella relazione fra forza e velocità non deve comparire la frequenza, affinchè il sistema, come si desidera, abbia una caratteristica di frequenza invariante con la frequenza. Nel sistema meccanico deve quindi prevalere la resistenza: tanto più questa condizione è verificata, tanto migliore risulta la caratteristica di frequenza, ma tanto minore la sensibilità.

Lo sforzo di tutti i costruttori è sempre volto a conciliare queste due opposte esigenze. Il Wente ed il Thuras, come il Marshall e il Romanov (1) hanno per primi risolto brillantemente il problema attuando un sistema meccanico la cui risonanza càpita al centro della gamma acustica ed è fortemente smorzata. La caduta della caratteristica alle basse ed alle alte frequenze, che altrimenti si verificherebbe in un sistema siffatto, è com-

(1) J. A. S. A., 1931, III, p. 44; A. F., 1939, VIII, p. 557; Bell S. T. J., 1936, XV, p. 405; Bell Lab. Record, 1939, XVII, p. 338; A. F., 1939, VIII, p. 568.

pensata mediante ingegnosi risuonatori acustici, il microfono, in definitiva, ha una caratteristica molto soddisfacente.

Ad analoghi accorgimenti è ricorso H. Lauffer, come si legge nel fascicolo del maggio 1939 delle *A. E. G. Mitt.* La membrana e la bobinetta pesano pochi decimi di grammo: a differenza di quanto avviene nei microfoni americani, è efficiente anche la zona anulare della membrana esterna alla bobina mobile. La risonanza propria del sistema è intorno ai 100 Hz. L'elasticità offerta dall'aria sotto la zona anulare esterna della membrana (fig. 1) è ridotta ponendo in comunicazione la cavità stessa con l'aria libera: il microfono risulta quindi sensibile anche al gradiente di pressione, almeno per le frequenze più basse. L'aria che si trova

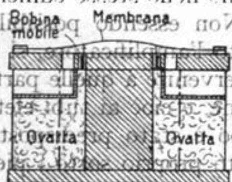


Fig. 1. — Microfono a bobina mobile.

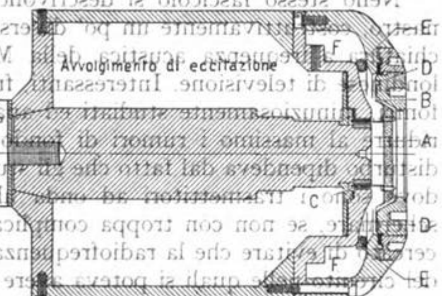


Fig. 2. — Sezione schematica di un microfono a bobina mobile; *A* pistone; *B* supporto elastico; *C* bobina mobile; *D* cavità acustica risonante e smorzante; *E* smorzatore acustico; *F* cavità risonante.

sotto la zona centrale della membrana, attraverso il traferro, è posta in comunicazione con una cavità piena di ovatta, ottenendosi così un efficace smorzamento. La sensibilità è di circa 1 mV/(dine · cm^{-2}), la caratteristica di frequenza è compresa entro 6 dB fra 60 e 6000 Hz.

Un altro interessante microfono a bobina mobile (²), già da tempo in uso presso i servizi della radiodiffusione e della televisione britanniche è descritto da I. L. Turnbull ed H. A. M. Clark, nel fascicolo di settembre 1939 del *J. I. E. E.*

Il microfono (fig. 2) consiste essenzialmente di un pistone rigido *A* connesso ad una leggera bobina mobile *C*, di alluminio, che si trova in un normale traferro circolare. Il pistone è costituito da un sottile dischetto di legno, racchiuso da due sottilissime laminette di alluminio; una di queste (*B*), di diametro maggiore ed opportunamente sagomata, serve da supporto; al dischetto è connessa la bobina, ed il complesso pesa in tutto 0,75 g. La risonanza propria del sistema meccanico cade intorno ai 300 Hz, ed è verificata elettricamente, collegando ai capi della bobina mobile un opportuno circuito elettrico, ad elementi in serie, la cui riso-

(²) Brevetto inglese N. 350 998.

nanza coincide con quella del sistema meccanico. Lo spostamento del sistema mobile per frequenze intorno alla frequenza di risonanza viene in tal guisa energicamente ridotto e la caratteristica di frequenza del sistema corrispondentemente spianata. Una ulteriore egualizzazione si consegue attraverso risonatori acustici, ottenuti mediante opportuna sagomatura della cavità *F* retrostante al pistone e di quella *D* retrostante al suo supporto. La caratteristica di frequenza, per suono diffuso, è compresa entro $\pm$ 1,5 dB fra 40 e 10 000 Hz; la sensibilità è di 0,35 mV/(dine · cm^{-2}) a 500 Hz. Vengono usati sia microfoni con magnete permanente, sia con elettromagnete.

Nello stesso fascicolo si descrivono il microfono elettrodinamico a nastro, costruttivamente un po' diverso dagli usuali, e tutta l'apparecchiatura a frequenza acustica della Marconi-E. M. I. per la stazione londinese di televisione. Interessanti, fra l'altro, gli amplificatori microfonici, minuziosamente studiati ed analizzati, nei quali si è cercato di ridurre al massimo i rumori di fondo. Una delle più gravi origini di disturbo dipendeva dal fatto che gli studi si trovano nello stesso edificio dove sono i trasmettitori ad onda ultracorta. Non essendo possibile schermare, se non con troppa complicazione, tutto l'amplificatore, si è cercato di evitare che la radiofrequenza potesse pervenire a quelle parti del circuito nelle quali si poteva avere modulazione, e cioè ai tubi elettronici. Così su ogni conduttore collegato al tubo è stato predisposto un appropriato filtro a radiofrequenza ([3]), montato proprio sotto i piedini del tubo, a sua volta completamente schermato da una scatoletta di rame. *An. Gi.*

APPLICAZIONI VARIE.

Un **igrometro elettrico adatto alle radiosonde** è stato minutamente studiato da F. W. Dunmore; con abbondanza di particolari viene descritto e discusso nel numero di dicembre del *J. Research N. B. S.*

Esso consiste di due sottili fili di palladio, avvolti a spirale su di un tubo di alluminio a pareti molto sottili (cosicchè il tutto assume rapidamente la temperatura ambiente), ricoperto da una pellicola di resina polistirenica: è questa una delle sostanze più resistenti all'acqua, oltrechè un ottimo isolante. Il complesso viene poi rivestito con una pellicola molto sottile di acetato di polivinile parzialmente idrolizzato con l'aggiunta di una piccola quantità di cloruro di litio. Poichè quest'ultimo è fortemente igroscopico, la resistenza elettrica della pellicola compresa fra le due spirali è dipendente dall'umidità relativa dell'aria, e quindi le sue variazioni, registrate, possono essere tradotte in variazioni dell'umidità ambiente. La precisione delle indicazioni è del 2 o 3 %.

È interessante la possibilità di regolare la sensibilità dello strumento variando la quantità di cloruro di litio aggiunto all'acetato di polivinile.

([3]) Brevetto inglese N. 485 018.

Con l'opportuno collegamento di parecchie unità il campo di misura può essere esteso dal 10 al 100 % di umidità relativa. *T. V.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

Nel fascicolo di ottobre 1939 dei *Proc. I. R. E.* è riportata la relazione sulla **propagazione delle radioonde,** presentata da J. H. Dellinger alla VI Assemblea Generale dell'Unione Radio Scientifica Internazionale (1), tenutasi a Venezia nel settembre 1938. In essa sono esposti succintamente i progressi compiuti in questo campo nei quattro anni intercorsi tra l'assemblea di Londra e quella di Venezia e vengono formulate proposte per l'organizzazione e lo sviluppo degli studi futuri.

In primo luogo si rileva un maggiore interesse verso lo studio della propagazione superficiale, giustificato principalmente dallo sviluppo assunto dalle comunicazioni con frequenze superiori a 30 MHz. Ricerche teoriche e sperimentali sulla diffrazione e rifrazione delle onde hanno dimostrato l'importante influenza delle masse d'aria di diverso carattere meteorologico situate a pochi kilometri di altezza, le quali producono effetti di evanescenza anche sulle frequenze più basse.

Una grande mole di lavoro è stata compiuta nel campo della determinazione delle proprietà della ionosfera. A questo proposito si ritiene opportuno di aumentare sempre più il numero di osservatori, specialmente nelle regioni prossime al polo, organizzandovi determinazioni sistematiche e continue, ed inoltre di pubblicare i dati delle osservazioni ionosferiche in modo analogo a quello oggi seguito nella pubblicazione dei dati meteorologici.

Particolare importanza assume la distinzione dei dati in due categorie differenti: quelli che si riferiscono alle proprietà della ionosfera aventi caratteri di regolarità, e quelli che si riferiscono alle variazioni di carattere eccezionale. I primi consentono di elaborare grafici di propagazione che possono essere usati per prevedere il comportamento delle onde di diversa frequenza, appoggiandosi sulle osservate periodicità diurne, annuali, e undecennali delle proprietà della ionosfera; i secondi conducono allo studio ed alla classificazione delle tempeste ionosferiche nelle loro diverse forme, e nelle loro relazioni con l'attività solare.

Alla fine della relazione viene proposta l'adozione internazionale della denominazione di « tempeste ionosferiche », con riferimento alle condizioni caratterizzate da ionosfera turbolenta e diffusa, da grandi altezze virtuali, da basse frequenze critiche, da grandi distanze di riflessione, da aumentato assorbimento: condizioni ordinariamente accompagnate da tempeste magnetiche terrestri. Ed inoltre si propone di accettare la denominazione di « strato ionosferico » accanto a quella di « regione ionosferica ». *R. S.*

(1) A. F., 1938, VII, p. 877.

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

Nel numero di settembre 1939 del *W. E.*, W. H. Ward ed E. J. Pratt descrivono un **nuovo tipo di bobina adatta per misure a radiofrequenze,** [illegible]tional Physical Laboratory ». Esso fa uso di tipo speciale filo multiplo, tessuto in forma di nastro di sezione 4 × 0,2 mm², ricoperto di seta, che ha una resistenza di 0,2 Ω/m a frequenza zero e per la sua rigidezza può essere avvolto in spirali di notevole raggio. Le bobine (fig. 1) risultano di una, due o quattro sezioni, avvolte su un nucleo costituito da dischi di materiale isolante (*keramot*), tenuti insieme mediante un perno dello stesso materiale. Per rendere quanto più è possibile corte le connessioni fra spirali adiacenti, queste sono eseguite con sensi di avvolgimento opposti e gli attacchi per i terminali sono fatti preferibilmente sulle spire esterne.



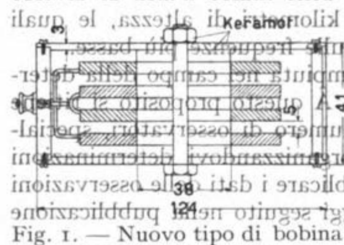


Fig. 1. — Nuovo tipo di bobina per radiofrequenze. (Le quote sono indicate in millimetri).

Le proprietà elettriche delle bobine descritte, la cui costruzione non richiede speciale attrezzatura o particolare abilità, sono in tutto paragonabili a quelle di altri tipi avvolti su nuclei di ugual materiale (tab. I).

TABELLA I.

Numero di avvolgimenti	1	2	3	4	5
Induttanza (mH)	0,83	2,57	6,56	14,5	33,8
Frequenza (kHz)	586	335	205	141	91
Fattore di bontà	370	263	380	290	285
Capacità propria (μμF)	10	8	12	10	11

L'uso di schermi metallici, introducendo perdite, determina una diminuzione del fattore di bontà; per ridurre al minimo tale diminuzione si è trovato conveniente adoperare schermi reticolari. *E. V.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

*
* *

E. ALBERS-SCHOENBERG. — *Hochfrequenzkeramik*. — T. Steinkopff, Dresden u. Leipzig, 1939. — Un volume di XI-171 pagine, con 97 figure e numerose tabelle. — Prezzo R.M. 11 (legato R.M. 12).

È il secondo volume di una serie di monografie sulla ceramica, edite sotto la direzione di W. Steger, professore ordinario di tecnica ceramica al Politecnico di Berlino. Il precedente libro della serie tratta della produzione e della utilizzazione delle materie fondamentali per questa industria.

La presente pubblicazione dà, compatibilmente con i segreti di fabbricazione, una descrizione abbastanza approfondita delle sostanze che si adoperano per la produzione dei vari materiali ceramici usati nella radiotecnica, della loro costituzione chimica, dei processi di fabbricazione, delle diverse proprietà, e dei vari trattamenti che essi devono subire, al fine di acquistare le qualità elettriche desiderate. La trattazione si estende ai metodi di lavorazione dei prodotti finiti, alle possibilità di ottenere fusioni a tenuta perfetta con i metalli e con i vetri ed infine alle numerose applicazioni dei prodotti stessi nella tecnica delle alte frequenze.

Il volume presenta dunque notevole interesse, sia per il radiocostruttore che abbia desiderio di completare le proprie conoscenze su codesti materiali, sia per il produttore, al quale permette di rendersi facilmente conto delle varie esigenze cui essi devono soddisfare nelle applicazioni.

Il libro assume poi particolare importanza in quanto è stato compilato con la collaborazione di tecnici delle due case tedesche, la « Steatit-Magnesia-Aktiengesellschaft » e la « Hermsdorf-Schomburg-Isolatoren-Gesellschaft », che hanno il merito di avere portato in Germania questo ramo dell'industria ceramica ad un alto livello tecnico.

Ecco i sei capitoli di cui si compone il volume:

I. - Materie prime e costituzione chimica, di E. Albers-Schönberg.

II. - I procedimenti di fabbricazione della ceramica per alta frequenza, di A. Ungewiss.

III. - Procedimenti di saldatura degli isolanti ceramici col metallo e col vetro, di H. Handrek.

IV. - Le proprietà fisiche degli isolanti ceramici per alta frequenza, di W. Soyck.
V. - L'uso degli isolanti ceramici nella tecnica delle alte frequenze, di W. Soyck.
VI. - Condensatori ceramici per alta frequenza, di H. Handrek.

Alla fine di ogni capitolo è raccolta la bibliografia sui relativi argomenti. Ottima la veste tipografica. *G. H.*

*
* *

F. TRENDELENBURG. — *Einführung in die Akustik.* — J. Springer, Berlin, 1939. — Un volume di V-277 pagine, con 215 figure e 21 tabelle. — Prezzo R.M. 22,50 (legato R.M. 24,60).

A chi legga o sfogli questo bel volume passano sotto gli occhi, in una rapida sintesi, tutti i vari aspetti ed i diversi fenomeni dell'acustica pura ed applicata. La lettura risulta piacevole e facile per l'esposizione scorrevole, e pur sempre concisa, volta a fissare i punti essenziali. Non è facile impresa il condensare in relativamente poche pagine, arricchite da numerose belle figure e da uno scelto numero di citazioni, le estese conoscenze attuali dell'acustica.

Si trattano dapprima i principi fondamentali delle vibrazioni e delle onde, con esempi pratici; quindi le grandezze del campo sonoro e la loro misura, la generazione e la propagazione dei suoni, la loro ricezione e registrazione; in ultimo l'analisi dei rumori, le caratteristiche dell'udito e dei suoni naturali (musicali e vocali). In un'appendice sono raccolte le definizioni e le formule fondamentali.

Una parte relativamente modesta è riservata alla vera e propria elettroacustica, che se pure assai importante è già molto ampiamente e bene trattata in altri libri, e che talvolta viene anche sopravalutata in confronto dei problemi più specificatamente acustici. Scopo principale del volume è infatti quello di dare, in forma accessibile ad una larga cerchia di studiosi e di tecnici, chiara e precisa notizia dei principi fondamentali dei fenomeni acustici troppo spesso poco o punto noti.

È naturale che nell'esaminare un'opera di questo genere sorga il pensiero che qualche parte avrebbe potuto avere un maggiore o minore sviluppo, o che qualche argomento si sarebbe potuto addirittura tralasciare, ed altri invece trattare. A noi pare che un cenno poteva essere utile sulle equivalenze fra sistemi acustico-meccanici e sistemi elettrici, di cui pure lungo il testo si fa rapido uso, dato l'innegabile vantaggio che talvolta se ne ricava; inoltre che, in conformità col carattere del volume, volutamente raccolto intorno ai principi fondamentali, non sarebbe stata inopportuna qualche notizia sul problema delle vibrazioni proprie di uno spazio chiuso, per i suoi importanti riflessi sull'acustica delle sale.

La presentazione tipografica è assai curata, ottimi i disegni e le figure. Singolare l'anomalia per la quale si indica sistematicamente nelle tabelle come unità per la velocità del suono il centimetro per secondo, ed i valori numerici invece sono in realtà di metri per secondo. La bibliografia non è completa — il pretenderlo avrebbe condotto ad un lavoro immane — ma vi sono ricordati gran parte dei lavori più importanti, fra i quali parecchi italiani. *An. Gi.*

*
* *

H. Stenzel. — *Leitfaden zur Berechnung von Schallvorgängen.* — J. Springer, Berlin, 1939. — Un volume di 124 pagine, con 106 figure. — Prezzo R.M. 12,60.

Sostanzialmente l'opera consiste nella trattazione sistematica dei problemi di propagazione del suono originato da sorgenti semplici; il contenuto, pur essendo raccolto in un numero limitato di pagine, non è poco vasto. Questo brillante risultato è stato raggiunto con l'esporre nel testo la deduzione teorica solamente per quanto è necessario alla comprensione, rimandando per il resto alla bibliografia. Sempre per ragioni di semplicità, per la descrizione del campo si ricorre esclusivamente alla pressione acustica, rinunciando al calcolo ed alla rappresentazione con i potenziali di velocità che, secondo l'autore, non offrono alcun vantaggio dal punto di vista pratico.

Nella prima parte del libro si tratta del calcolo e della rappresentazione del campo acustico a grande distanza dalla sorgente; con questa limitazione si presenta relativamente semplice il passaggio dalla trattazione di sorgenti non direttive a quelle direttive, le formule relative a queste ultime deducendosi dalle prime con la semplice aggiunta di un termine specifico (fattore di direzione).

La seconda parte tratta del calcolo e della rappresentazione del campo acustico nelle immediate vicinanze della sorgente. Viene dapprima investigato il caso di due sorgenti puntiformi che dà luogo a relazioni abbastanza complesse. Per la rappresentazione del campo, che in questo caso deve essere descritto in ogni punto, si è ritenuto vantaggioso ricorrere alle curve a pressione costante. Viene poi trattato estesamente il problema del pistone circolare, considerando soltanto il caso — di maggiore importanza pratica — nel quale il diametro sia molto grande rispetto alla lunghezza d'onda.

La terza parte è dedicata allo studio del campo prodotto da sorgenti sferiche semplici e composte. Si esaminano in fine la modificazione del campo acustico e la riflessione prodotte da una sfera rigida. Una serie di esempi giova a mettere in rilievo come le varie formule dedotte nel corso della trattazione teorica dei vari argomenti, pur essendo piuttosto complesse, siano direttamente applicabili ai casi che di frequente s'incontrano in pratica.

Il volume, prevalentemente teorico, non si può dire di lettura facile ed esige una buona preparazione matematica per essere consultato con profitto. Deve però considerarsi un'ottima base per lo studio sia dei problemi acustici di campo, sia di quelli di propagazione. Il suo pregio è accresciuto da una bibliografia scelta, a cui si fa frequentemente ricorso nel testo, e da una raccolta bibliografica posta in appendice. — *A. P.*

* * *

F. Bergtold. — *Schall und Klang. Leitfaden der Elektroakustik für Architekten, Elektrotechniker und Studierende.* — R. Oldenbourg, München u. Berlin, 1939. — Un volume di VIII-172 pagine, con 214 figure e 27 tabelle, legato in tela. — Prezzo R.M. 9,60.

Il sottotitolo chiarisce molti degli scopi del volume e ne precisa già abbastanza il contenuto, che non è nuovo od originale in ogni singola parte, ma rispecchia, come è da ritenere ed apprezzare per molte ragioni, la personale diretta esperienza dell'autore. È comunque questa una delle prime opere che cerchi di riunire tutto quanto dell'acustica applicata interessa per la riproduzione dei suoni, che cioè tratti di quella materia che sta fra l'elettroacustica e l'acustica architettonica.

L'esposizione viene condotta in modo da offrire un testo di facile e rapida consultazione, quasi un manuale; il raggiungimento dello scopo è facilitato dall'abbondante uso di tabelle, di grafici, di figure didatticamente esplicative dei vari fenomeni acustici e di numerose, pratiche formule semplificate.

Si hanno quindici capitoli. I primi quattro sono dedicati alle proprietà dei suoni e dei rumori, alle caratteristiche dell'orecchio, all'esame sommario delle parti costituenti un impianto di riproduzione sonora. Quelli dal quinto all'ottavo trattano delle caratteristiche delle sale, e della installazione dei microfoni e degli altoparlanti. I rimanenti espongono i problemi più propriamente elettroacustici, giungendo fino a fornire notizie sugli amplificatori, sulla costruzione di attenuatori e di altri dispositivi di regolazione, e su vari particolari di carattere pratico delle apparecchiature elettriche.

Completa elegantemente il volume una bella raccolta di fotografie di impianti interni ed esterni: è facile osservare come con un po' di buona volontà si possano evitare gli inconvenienti estetici che spesso si rilevano in impianti fatti senza cura, e come l'altoparlante possa diventare un elemento che non stoni anche negli ambienti decorativamente più raffinati. *Au. Gi.*

Vol. IX - N. 3 Marzo 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On connaît la possibilité de créer des analogies entre les circuits électriques et des systèmes mécaniques, en exploitant l'identité formelle des relations qui lient entre elles les grandeurs électriques et les grandeurs mécaniques et en choisissant convenablement les unités qui mesurent les dites grandeurs.

On cherche à établir le nombre et la qualité des analogies possibles, et à quels types de circuits électriques elles sont applicables.

On donne des indications pour effectuer pratiquement les modèles mécaniques des circuits électriques les plus généraux, et on illustre le relèvement des caractéristiques d'un filtre mécanique, en régime permanent et transitoire.

On examine la possibilité d'employer un nouveau type d'électromètre (électromètre Perucca) pour mesures de puissance entre des limites de fréquence assez étendues et on déduit de simples relations limitatives pour le champ de mesure. On rapporte des résultats expérimentals obtenus dans l'étude de l'électromètre Perucca, employé pour cette application particulière. On rapporte enfin des résultats de mesure de puissance (mesures de quelque dizaine de milliwatts, effectuées jusqu'à 40 kHz) qui confirment avec une approximation satisfaisante les prévisions obtenues dans l'étude préliminaire du problème.

Vol. IX - N. 3 Marzo 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. IX - N. 3 Marzo 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese). **Gratis ai Soci**
Annate arretrate, antecedenti al 1938 . . . . cad. L. 100 —
Annate arretrate dal 1938 in avanti . . . . cad. L. 150 —
Abbonamento: per il Regno . . . . » 150 —
per l'Estero . . . . » 200 —
Un numero separato: per il Regno . . . . » 6,50
per l'Estero . . . . » 8,50

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.
Annata 1932 . . . . L. 30 —
Annate 1933-34-35-36-37 . . . . cad. » 40 —
Annate 1938 e 1939 . . . . cad. » 50 —
Abbonamento 1940 . . . . » 50 —
per i Soci AEI e SIF » 40 —
Un numero separato antecedente al 1936 . . . . » 10 —
Un numero separato dal 1936 . . . . » 6 —

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci - Pubblicazioni Prezzo L. 10 —
gratis ai Soci
N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico . . . . Prezzo L. 10 —
gratis ai Soci

NORME DEL C. E. I.
Linee aeree (cap. III Norme impianti) . . . . Prezzo L. 3 —
per i Soci » 2 —
Norme **Accumulatori** - Cavi isolati in carta - **Conduttori in alluminio** - Conduttori in rame nudo - Conduttori isolati in gomma - Contatori monofasi - **Dielettrici** - Impianti elettromedicali - Impianti teatri - Interruttori - Isolatori in porcellana - Isolatori in vetro - **Isolatori sotto i 1000 V.** - Lampade Elettriche - Linee aeree di contatto - Motori primi idraulici (**esaurita**) - Motori trazione - Olii - Protezione radioaudizioni - Raddrizzatori a vapori di mercurio - **Segni grafici** - **Simboli** - **Strumenti indicatori** - Trasformatori di misura - Tubi elettronici - **Turbine a vapore** - Impianti elettrici . . . . Prezzo di ciascun fascicolo L. 4,50
per i Soci » 3 —
Norme **Macchine Elettriche** - Impianti di bordo. Prezzo di ciascun fascicolo » 9 —
per i Soci » 6 —
Raccolta completa Norme sconto del 10 % sui prezzi esposti.

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.
Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione) . . . . L. 9 —
Vol. II. - Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica
Prezzo ridotto » 100 —
per i Soci » 60 —

RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.
Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):
Vol. I. 1922 - Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**
Vol. II. 1923 - Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**
Vol. III. 1924 - La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**
Vol. IV. 1925 - Napoli: I. **Conversioni di forma dell'energia elettrica.** - II. **Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**
Vol. V. 1926 - Brescia: (esaurito).
Vol. VI. 1927 - Como: (esaurito).
Prezzo dei Volumi della Prima Serie . . . . L. 30 —
per i Soci » 10 —
Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):
Vol. I. 1928 - Genova: I. **Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria.** - II. **Propulsione elettrica navale** . . . . » 60 —
per i Soci » 32 —
Vol. II. 1929 - Pescara-Francavilla a Mare: I. **Elettroagricoltura.** - II. **Elettrotermica.** - III. **Elettrochimica** . . . . » 55 —
per i Soci » 32 —
Vol. III. 1930 - Trieste: (esaurito).
Vol. IV. 1931 - Perugia: **Sottostazioni di trasformazione di energia elettr.** » 75 —
per i Soci » 32 —
Vol. V. 1932 - Firenze: I. **Correnti joniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali.** - **Applicazioni elettroagricole (Diagrammi di consumo)** . . . . » 60 —
per i Soci » 32 —
Vol. VI. 1933 - Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche** . . . . » 40 —
per i Soci » 32 —
Vol. VII. 1934 - Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli Impianti Elettrici** . . . . » 40 —
per i Soci » 32 —
Vol. VIII. 1935 - Santa Margherita Ligure: **Misure** (in 3 fascicoli) opera completa . . . . » 45 —
per i Soci » 32 —
Vol. IX. 1936 - Roma: **Radioricevitori.** - **Comunicazioni su filo.** - **Centrali idroelettriche** . . . . » 75 —
per i Soci » 60 —
Vol. X. 1937 - Bari: **Linee e condutture.** - **Tubi elettronici** . . . . . . » 70 —
per i Soci » 50 —
Vol. XI. 1938 - Torino: **Illuminazione e applicazioni elettriche** - **Elettroacustica** . . . . » 75 —
per i Soci » 60 —
Vol. XII, 1939 - Bologna: I. **Trazione Elettrica.** - II. **Radiotrasmettitori** » 70 —
per i Soci » 60 —

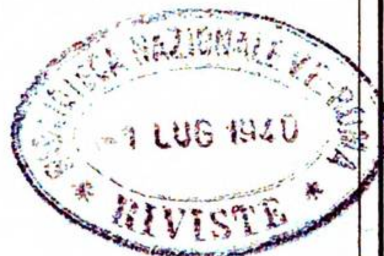
☛ Per acquisti rivolgersi all'**Ufficio Centrale dell'A.E.I.**

VOL. IX - N. 4 (PUBBLICAZIONE MENSILE) APRILE 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. IX APRILE 1940-XVIII N. 4

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO. . . » **6**

ANNATE ARRETRATE: I (1932), **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937), **L. 40** CIASCUNA; VII (1938), VIII (1939), **L. 50** CIASCUNA.

SOMMARIO

Vol. IX Aprile 1940-XVIII N. 4

ALTA FREQUENZA



Radioricevitori frequenziometri.

Il crescente addensarsi delle frequenze destinate ai vari servizi nelle gamme disponibili per le radiocomunicazioni ha reso a mano a mano più impellente l'esigenza di utilizzare quelle gamme nel modo migliore, inserendovi il massimo possibile numero di canali di comunicazione. Ciò ha procurato una progressiva evoluzione della tecnica degli apparati radio, trasmittenti e riceventi, ed uno degli aspetti più importanti di tale evoluzione si è verificato a riguardo della stabilità delle frequenze. Nel corrente anno appunto vanno in vigore le prescrizioni formulate nella riunione internazionale del Cairo, le quali fissano entro stretti limiti le tolleranze ammissibili nelle frequenze generate dai radiotrasmettitori, a seconda del valore della frequenza e del tipo del servizio.

La maggiore severità delle prescrizioni di stabilità della frequenza dei trasmettitori fa nascere parallelamente il problema di migliorare i mezzi di misura e di verifica di questa grandezza. Così agli ondametri o frequenziometri a risonanza, per misure di frequenze che debbano rispondere a tolleranze di $2 \div 3 \cdot 10^{-4}$, occorre sostituire altri apparecchi, ugualmente trasportabili e di rapido e comodo uso, ma convenientemente più precisi.

In una nota che compare nel presente fascicolo, viene appunto descritto dal professore LATMIRAL un frequenziometro portatile di precisione elevata, il quale possiede tutti quei requisiti che modernamente si richiedono per tale categoria di apparecchi.

Comando unico e "allineamento".

Nei ricevitori a cambiamento di frequenza per onde corte — onde decametriche — l'aumento di selettività dei circuiti accordati sulla frequenza del segnale, che può essere desiderabile per diminuire il disturbo da parte delle frequenze immagine, è fortemente ostacolato dalle dif-

ficoltà di « allineamento » dei vari circuiti, quando si voglia effettuare il comando unico dei circuiti selettori e di quello dell'oscillatore di conversione di frequenza.

Di tali questioni si occupa nuovamente il dottore SANTORO, il quale espone i successivi sviluppi di un suo precedente lavoro, già pubblicato in questa rivista. In esso egli aveva esaminato i vari aspetti del problema dell'allineamento, discutendone le soluzioni possibili e paragonandole fra loro in base ad esempi numerici. Ora lo studio si prosegue e si completa con l'esposizione di perfezionamenti e con la proposta di nuovi abbachi e di procedimenti di calcolo semplificati.

LA REDAZIONE.

RICEVITORI FREQUENZIOMETRI

GAETANO LATMIRAL

Si descrivono vari artifici atti, mediante l'utilizzazione razionale delle armoniche di un quarzo, a rendere verificabile e più precisa la taratura in frequenza dei radioricevitori. Se ne illustra quindi l'applicazione ad un ricevitore frequenziometro a lettura diretta e molto preciso, atto a consentire la ricerca e la misura delle frequenze con precisione non inferiore a 10^{-4}, *nella gamma compresa tra 2700 e 25 100 kHz.*



1. - Inesattezza della taratura dei normali ricevitori.

È noto che la taratura dei normali radioricevitori, anche se molto perfezionati e destinati a servizi speciali, non può generalmente essere garantita che entro il $\pm 1\ ^0/_0$. Tale precisione risulta spesso, specialmente nella gamma delle onde corte, insufficente a consentire la immediata identificazione e la ricerca delle più importanti stazioni di frequenza stabile e nota.

In ogni caso poi, sia per ragioni di imprecisione, sia per la mancanza di artifici che consentano di effettuare esatte operazioni di collimazione, un normale radioricevitore costituisce un mezzo soltanto molto grossolanamente atto a permettere la misura della frequenza di segnali deboli od intensi. Questa possibilità di impiego di un radioricevitore può per contro presentare, in molti casi della pratica, un interesse notevole.

Molti radioricevitori di tipo commerciale sono dotati di grafici di taratura atti a consentire di esprimere in frequenza non soltanto le graduazioni della scala principale — che d'altra parte può anche essere già direttamente tarata in kHz — ma anche le graduazioni della manopola centesimale della quale sono generalmente muniti. Tuttavia la loro imprecisione resta elevata sia per l'impossibilità di collimare con esattezza i segnali in arrivo, sia per effetto di varie cause che concorrono ad alterare la taratura iniziale. Le principali tra queste sono:

1) Le variazioni di temperatura, che possono dar luogo a variazioni di taratura temporanee ed anche (per effetto del comportamento termico aciclico delle bobine e dei condensatori) permanenti, dell'ordine

di grandezza di 10^{-3}. Bobine e condensatori di costruzione anche accurata presentano infatti coefficienti di temperatura, generalmente positivi, dell'ordine di grandezza di $50 \cdot 10^{-6}/^{\circ}C$, i quali, per uno scarto di temperatura di 20°C, possono dare origine a variazioni sia di L sia di C di 10^{-3}, e quindi a variazioni di frequenza dello stesso ordine di grandezza.

2) La sostituzione, o l'invecchiamento, o la variazione delle tensioni di funzionamento dei tubi; tutte queste cause possono determinare alterazioni temporanee o permanenti delle loro capacità interelettrodiche e delle loro grandezze elettriche caratteristiche, con conseguenti variazioni di frequenza. Queste variazioni tuttavia sono di consueto notevolmente inferiori a quelle dovute all'effetto della temperatura.

3) Meritevoli infine di particolare attenzione, per l'elevato grado di instabilità a cui possono dare origine, sono le variazioni di frequenza derivanti dalle reazioni che si verificano tra gli stadi mescolatore ed oscillatore, specie quando ambedue queste funzioni sono disimpegnate da uno stesso tubo oscillatore-mescolatore (ottodo o convertitore pentagriglia).

Se varia infatti, per effetto di regolazione manuale od automatica, la tensione della griglia destinata a ricevere i segnali, possono aversi variazioni notevoli della densità e della distribuzione della carica spaziale e quindi anche della capacità delle prime griglie rispetto al catodo. Ne conseguono variazioni di frequenza tanto più rilevanti quanto più alta è la frequenza dei segnali.

Le variazioni della tensione negativa della griglia di segnale ed anche le eventuali variazioni delle tensioni di alimentazione, derivanti da instabilità della rete, alterano inoltre la transconduttanza della parte oscillatrice del tubo. E poichè questa transconduttanza, se il percorso oscillatorio degli elettroni è notevole nell'interno del tubo, come avviene nei tubi oscillatori-mescolatori, può presentare una componente immaginaria di valore elevato, possono aversi, anche per questa via, ragguardevoli variazioni della capacità apparente dell'oscillatore (1).

Negli ottodi EK2 ed AK2 queste cause producono insieme, per frequenze di 25 MHz e allorchè la tensione della griglia di segnale varia da — 2 a — 20 V, una variazione di frequenza del 2 ‰ se la capacità di accordo è di 50 μμF. Nell'ottodo a 4 fasci EK3 lo slittamento di frequenza ha potuto essere ridotto con speciali avvertenze a 1/10 di questo valore e reso all'incirca pari a quello ottenibile separando l'oscillatore dal modulatore con l'uso di triodi-esodi o di tubi distinti.

---

(1) L'effetto di induzione elettronica (accoppiamento unilaterale) tra la griglia dell'oscillatore e la griglia di segnale, che tende normalmente a diminuire la transconduttanza di conversione dei tubi mescolatori, non causa invece slittamenti di frequenza dell'oscillatore. Notizie più particolareggiate intorno a questi argomenti sono riportate nelle seguenti due note, alle quali facciamo riferimento anche per quanto riguarda gli ottodi: Bull. techn. Philips, 1936, 30, p. 114; 1938, 1, p. 24.

Si può pertanto concludere affermando che, se la taratura dell'oscillatore deve essere garantita entro l'1 ‰, è indispensabile far ricorso, per la conversione della frequenza, a ottodi a fascio o, meglio, a tubi distinti. Se poi è richiesta una stabilità superiore a 10^{-4}, è necessario rinunciare ad agire, per la regolazione manuale od automatica di sensibilità, sulla tensione della griglia di segnale. In tal caso possono essere raggiunte stabilità anche elevatissime.

2. - Funzionamento di un ricevitore frequenziometro.

Ammesso di disporre di un ricevitore in cui siano state attuate le previdenze ultimamente esposte, destinate a ridurre lo slittamento di frequenza dell'oscillatore locale, e siano stati posti in opera accorgimenti atti ad aumentarne la stabilità termica e quella relativa alle variazioni di tensione, deve risultare possibile trasformarlo in un ricevitore frequenziometro mediante gli artifici in appresso elencati.

1) Per rendere possibile una precisa collimazione dei segnali si aggiunge, o si sostituisce, all'oscillatore « di nota » su media frequenza, un oscillatore stabilizzato a quarzo, oscillante su una frequenza eguale alla media frequenza o sottomultipla di questa. Regolando allora il comando unico di accordo del ricevitore fino a che si azzerino i battimenti tra la frequenza del segnale convertito e l'armonica del quarzo, si è certi che l'oscillatore locale genera una frequenza esattamente pari alla somma della frequenza del segnale e di quella intermedia del ricevitore.



2) Se la taratura dell'oscillatore locale fosse esatta, se cioè la scala graduata indicasse sempre la differenza tra la frequenza vera dell'oscillatore e quella intermedia, il ricevitore sarebbe senz'altro un perfetto frequenziometro. Ma poichè in generale ciò non avviene, occorre curare che questa condizione si verifichi, almeno in un punto prossimo, per quanto è possibile, all'intorno che interessa.

Scelta pertanto, tra le frequenze campioni di cui si dispone, la più vicina a quella che interessa, si deve variare la frequenza dell'oscillatore, oppure la posizione della scala o dell'indice su essa, fino ad ottenere la lettura esatta della frequenza campione utilizzata. Un notevole numero di punti di controllo può essere facilmente ottenuto adoperando le stesse armoniche dell'oscillatore di collimazione, e introducendole poi, durante la fase di verifica, negli stadi di alta frequenza del ricevitore. Queste armoniche, oltre che ai fini del controllo, possono naturalmente, se sono in numero sufficente, essere utilizzate anche per la taratura iniziale.

Anzichè essere introdotte negli stadi di alta frequenza del ricevitore, le armoniche dell'oscillatore di collimazione possono naturalmente anche servire per tarare direttamente, con metodo di battimenti, l'oscillatore di conversione del ricevitore. In questo caso si deve curare che, in corrispondenza di esse, la scala graduata indichi esattamente il loro valore meno quello della frequenza intermedia.

Questi criteri, consistenti in sostanza nel munire una supereterodina di un dispositivo di collimazione e nel tarare l'oscillatore di conversione, non sembrano, per quanto semplici, essere stati utilizzati finora nella costruzione dei radioricevitori. Esaminiamo quali ne siano le possibili applicazioni.

3. - Ricevitore frequenziometro di modesta precisione ed a lettura indiretta.

Un ricevitore frequenziometro di tipo corrente può essere senz'altro attuato mediante l'applicazione dei criteri sopra menzionati. La sua precisione risulta generalmente dell'ordine di grandezza di 10^{-3}.

Precisioni superiori possono essere assicurate tanto più difficilmente, quanto più vasta è la gamma totale delle frequenze ricevibili. La densità delle armoniche risulta infatti diversa da gamma a gamma e, dovendosi eliminare il pericolo che due armoniche successive possano essere scambiate l'una per l'altra nella gamma delle frequenze più alte, si ottiene generalmente, nella gamma delle frequenze più basse, un numero di punti di controllo insufficente a garantire il raggiungimento di precisioni molto elevate sia durante le operazioni di taratura sia durante quelle delle successive regolazioni.

Per quel che concerne queste ultime, giova infatti ricordare che esse introducono errori i quali, nell'ipotesi più sfavorevole, possono sommarsi con quelli inerenti alla taratura iniziale. Detti errori derivano dal fatto che la regolazione può effettuarsi in pratica:

a) correggendo il valore della capacità residua, o regolando il valore dell'induttanza dell'oscillatore;

b) lasciando inalterato il circuito dell'oscillatore e correggendo la posizione della scala o, meglio, effettuando un movimento micrometrico dell'indice che scorre su di essa.

Esaminiamo il metodo di correzione *a* e supponiamo che si possa regolare la capacità residua, o minima, $C_{\min}$ dell'oscillatore mediante un condensatore correttore. Risulta possibile in tal modo correggere con esattezza le variazioni di taratura dovute a variazioni di detta capacità; parimenti anche le variazioni di capacità residua derivanti da un eventuale cambio dei tubi possono essere esattamente compensate. Nel caso di alterazioni del condensatore variabile o dell'induttanza del circuito oscillatorio la compensazione mediante variazione di capacità risulta invece esatta soltanto per il punto nel quale si effettua.

Ammettiamo infatti, a modo di esempio, che il condensatore sia, almeno approssimativamente, a variazione lineare di frequenza e che si produca una variazione di L in aumento. La curva di frequenza del circuito in funzione dell'angolo di rotazione α del condensatore si sposta allora da $f(\alpha, L, C_{\min})$ a $f(\alpha, L + \Delta L, C_{\min})$ (fig. 1). Se si effettua la correzione mediante variazione di capacità nel punto di controllo P, non si ottiene la primitiva retta $f(\alpha, L, C_{\min})$ ma una linea curva (tratteg-

giata nella figura 1) intersecante soltanto in P la primitiva retta. Il maggiore errore, sia assoluto sia relativo, si verifica evidentemente all'estremo superiore della gamma di frequenze, dove la capacità di accordo è minima.

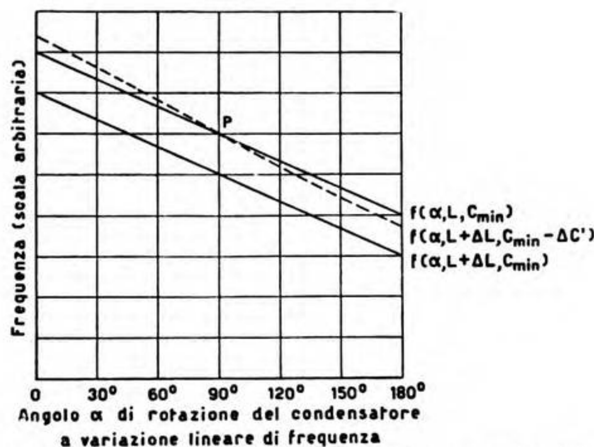


Fig. 1. — Errori che conseguono dal correggere mediante capacità spostamenti di frequenza dovuti a variazioni di induttanza.

Per un condensatore a variazione lineare di frequenza si ha:

$$C(\alpha) = \frac{C_{\min}}{\left[1 - \left(1 - \sqrt{\frac{C_{\min}}{C_{\max}}}\right)\frac{\alpha}{\pi}\right]^2};$$

fatta l'ipotesi che la regolazione sia effettuata in un punto distante α_0 dalla posizione di capacità minima e frequenza massima, dovrà ivi essere:

$$LC_{\alpha 0} = (L + \Delta L)(C_{\alpha 0} - \Delta C'),$$

da cui:

$$\frac{\Delta C'}{C_{\alpha 0}} = \frac{\Delta L}{L + \Delta L} = \sim \frac{\Delta L}{L}.$$

Invece nel punto di frequenza massima basterebbe, per ristabilire la taratura iniziale, una diminuzione $\Delta C''$ tale che fosse:

$$\frac{\Delta C''}{C_{\min}} = \sim \frac{\Delta L}{L}.$$

L'eccessiva correzione causerà pertanto in detto punto un difetto di capacità pari a:

$$\Delta C = (\Delta C' - \Delta C'') = (C_{\alpha 0} - C_{\min}) \frac{\Delta L}{L},$$

e quindi un errore percentuale di capacità pari a:

$$\frac{\Delta C}{C_{\min}} = \frac{\Delta C' - \Delta C''}{C_{\min}}.$$

Se l'errore percentuale è piccolo, si avrà senz'altro:

$$\frac{\Delta f}{f_{\max}} = \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_{\min}} = \frac{1}{2} \frac{C_{\alpha 0} - C_{\min}}{C_{\min}} \frac{\Delta L}{L}.$$

Ammesso che sia $\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = 4$, si ottengono i risultati seguenti:

α_0	90^0	30^0	10^0	3^0
$\frac{\Delta f}{f_{\max}}$	$0{,}388 \frac{\Delta L}{L}$	$9{,}05 \cdot 10^{-2} \frac{\Delta L}{L}$	$2{,}93 \cdot 10^{-2} \frac{\Delta L}{L}$	$8{,}3 \cdot 10^{-3} \frac{\Delta L}{L}$

Se non vi fosse alcun punto di controllo, per una qualsiasi frequenza f si avrebbe invece:

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L}.$$

Costruendo un grafico per punti si osserva che, affinchè risulti $\frac{\Delta f}{f_{\max}} = \frac{1}{20} \frac{\Delta L}{L}$, vale a dire affinchè il valore assoluto dell'errore massimo si riduca ad $\frac{1}{10}$, occorre che sia $\alpha_0 = \sim 17^0$, cioè che vi siano almeno 9 punti di controllo simmetricamente ripartiti nella gamma. Con 5 punti si può ridurre l'errore ad 1/5 all'incirca. Considerando che $\frac{\Delta L}{L}$ può raggiungere il valore di 10^{-3} per una variazione di temperatura di 20°C, è facile rendersi conto della notevole entità di questi errori.

Se le induttanze e i condensatori variabili sono di scarsa stabilità, se le gamme sono molto estese, e se si dispone di pochi punti di controllo, al fine di diminuire questi errori, può convenire di ricorrere, per il circuito dell'oscillatore di conversione, alla regolazione di una capacità in derivazione verso le frequenze più alte, ed alla regolazione dell'induttanza, od anche di una capacità in serie, verso le frequenze più basse.

Errori alquanto maggiori (ma non tali da impedire di garantire la precisione complessiva dell'1 $^0/_{00}$ purchè si disponga almeno di 2 o 3 punti di controllo per gamma) si hanno nel caso che la regolazione si effettui spostando la scala, o l'indice. In tal caso si possono compensare esattamente le variazioni di $C_{\min}$ soltanto con l'ulteriore restrizione che il condensatore sia a variazione lineare di capacità. Se questa condizione non è verificata la scala non si sposta infatti in alcun caso parallelamente a se stessa.

Gli errori di regolazione, di cui sopra si è detto, possono nella peggiore ipotesi sommarsi con quelli di lettura e di taratura iniziale. Di questi ultimi non è possibile prevedere con esattezza l'entità, che dipende dal numero e dalla precisione dei punti tarati, nonchè dalla regolarità della variazione del condensatore nei loro intervalli, e dell'accuratezza con cui è stato tracciato l'eventuale grafico di taratura.

Se il numero dei punti è sufficentemente grande, e la sagoma del condensatore può supporsi rappresentata da una funzione derivabile in tutto l'intervallo, la precisione della taratura mediante grafico tende, a parte l'errore di lettura, ad assumere lo stesso ordine di grandezza di quella con la quale è stata effettuata la taratura in corrispondenza dei punti direttamente verificati.

Oltre che mediante tracciamento di un grafico, lasciando inalterata la sagoma del condensatore, la taratura iniziale può effettuarsi anche modificando il profilo di una lamina apposita del condensatore fino a che la variazione di frequenza assuma un andamento a priori fissato, generalmente lineare. Questo procedimento permette notevolissimi vantaggi pratici ma riduce alquanto la precisione del campionamento iniziale.

Risultando infatti troppo laborioso ottenere la esatta coincidenza in corrispondenza dei punti di taratura (che possono coincidere, o no, con i punti di controllo utilizzati nelle successive regolazioni), ci si accontenta di consueto di raggiungere un dato grado di approssimazione, talchè la manovra dei correttori è necessaria non soltanto per compensare le susseguenti alterazioni del condensatore e della bobina, ma anche le iniziali irregolarità del condensatore.

La precisione della taratura non può in tal caso tendere, come con il procedimento precedente, a divenire dello stesso ordine di grandezza della precisione delle frequenze campioni adoperate per effettuarla. Oltre che dell'imprecisione di dette frequenze si deve infatti tener conto di questa nuova causa di errore. Ciò può essere fatto ammettendo che tra due punti di taratura la frequenza abbia andamento lineare, ed allora l'errore massimo che per questa causa si può commettere risulta eguale alla metà dello scarto massimo di frequenza che, dopo aver effettuato mediante manovra del correttore la collimazione in un punto di verifica, si può constatare in corrispondenza di un punto di verifica adiacente.

4. - Ricevitore frequenziometro di alta precisione ed a lettura diretta.

Il procedimento consistente nell'adattare la sagoma del condensatore ad una variazione di frequenza predeterminata (generalmente lineare) può permettere, salvo l'uso di adeguati mezzi per correggere la sagomatura del condensatore, di ottenere una precisione ancora molto elevata, dell'ordine di grandezza di 10^{-5}.

Il vantaggio di poter conseguire una variazione di frequenza prestabilita è inoltre grandissimo, perchè consente la stesura a priori di tabelle o di grafici e può altresì permettere, se la variazione è lineare, la lettura diretta su una scala principale e su un tamburo con demoltiplica. Si possono infatti in tal caso tracciare sulla scala principale le divisioni, ad esempio di 100 in 100 kHz, e quindi percorrere l'intervallo di 100 kHz mediante un giro del tamburo, che porta una graduazione centesimale; la lettura diretta così ottenibile risulta naturalmente subordinata all'esigenza che la variazione di frequenza sia lineare.

In una eterodina, una medesima scala può servire per diverse gamme; basta a tal fine che queste siano multiple una dell'altra, per modo che le letture possano essere effettuate moltiplicando o dividendo le indicazioni della scala principale e del tamburo graduato per le successive potenze del numero 2 (ad esempio: 1, 2, 4, 8).

In una supereterodina una sola scala principale ed una sola graduazione centesimale del tamburo non possono invece bastare. Infatti, se il condensatore variabile dell'oscillatore è sempre il medesimo ed è a variazione lineare di frequenza (per modo che non risulti possibile variare C_{min} e C_{max} mediante aggiunta o sottrazione di capacità fisse senza che vada perduta la caratteristica di linearità, valida per certi determinati valori di C_{min} e di C_{max}), il rapporto tra le frequenze massima e minima dell'oscillatore deve essere il medesimo in tutte le gamme; di conseguenza non possono essere uguali nelle varie gamme i rapporti tra le frequenze massima e minima dei circuiti di accordo dell'alta frequenza, che differiscono da quelli dell'oscillatore di un ammontare fisso, pari alla frequenza intermedia. Sono pertanto necessarie tante graduazioni sulla scala principale e sul tamburo, quante sono le gamme.

Inoltre, affinchè risulti possibile che il condensatore, sagomato per produrre variazione lineare in una gamma, conservi questa caratteristica anche nelle altre gamme, occorrerebbe che esso fosse del tutto privo di induttanza. E poichè questo non è a rigore possibile, per il raggiungimento di elevate precisioni (dell'ordine di 10^{-4}) risulta praticamente indispensabile ricorrere all'artificio già da tempo usato negli ondametri eterodina a lettura diretta, consistente nel far funzionare l'oscillatore sempre in una unica gamma, e nell'utilizzare, nelle gamme multiple, le armoniche multiple, quali la seconda, la quarta, l'ottava, e così via.

Questo criterio, applicato alla supereterodina, consente di ottenere, senza speciali difficoltà, fino a tre gamme, tutte a variazione lineare di frequenza, e permette inoltre di eliminare completamente la necessità di commutare la bobina dell'oscillatore, che resta sempre la medesima. L'artificio, purchè le gamme non siano in complesso più di tre, dà ottimi risultati e presenta anche speciali vantaggi, che in appresso descriveremo, dal punto di vista del controllo della taratura (2).

Infine, è necessario osservare che, in un ricevitore di questo tipo, non risulta possibile attuare il consueto metodo di allineamento per tre punti in ogni gamma mediante opportuna scelta della induttanza dell'oscillatore e collegando al circuito oscillatorio due condensatori fissi correttori, uno in serie e l'altro in derivazione. Il circuito dell'oscillatore funge qui da circuito campione, a variazione lineare di frequenza, e resta inalterato in tutte le gamme. Occorre invece ritoccare e allineare i circuiti di accordo sulla frequenza del segnale ricevuto, a cui d'altra parte non è assegnata alcuna funzione di alta precisione, sebbene soltanto quella di effettuare una preventiva selezione del segnale.

A tal fine il condensatore del circuito selettore deve essere calcolato e sagomato in modo da assicurare l'allineamento praticamente perfetto, senza dispositivi correttori, nella gamma di frequenze più basse. Esso deve quindi presentare un rapporto $\frac{C_{max}}{C_{min}}$ maggiore di quello del condensatore dell'oscillatore. Nelle gamme di frequenze più alte si può poi, per mezzo degli artifici comuni alla tecnica della costruzione delle supereterodine, restringere, mediante correzione dell'induttanza e aggiunta di condensatori in serie e in parallelo, la gamma di frequenza, portandola in tre punti a coincidere con la differenza tra il valore della frequenza dell'oscillatore locale e la frequenza intermedia.

Attuati questi vari artifici, il controllo della taratura dell'oscillatore può essere eseguito, dato che la gamma di frequenza dell'oscillatore è sempre la medesima, introducendo le armoniche del quarzo campione direttamente nello stadio mescolatore, e saltando tutti gli stadi selettori della frequenza del segnale.

In tal modo si viene a tarare direttamente l'oscillatore mediante

---

(2) Un ricevitore frequenziometro con un maggior numero di gamme, ad esempio 6, e con 3 sole scale graduate, può essere costruito servendo le 3 gamme superiori con una unica gamma dell'oscillatore di conversione e per le 3 inferiori commutando, per intero od in parte, il circuito dell'oscillatore stesso in modo che le frequenze della nuova gamma risultino eguali a quelle della primitiva divise, ad esempio, per 10. Dividendo per 10 anche la media frequenza, risulta allora possibile leggere la frequenza di accordo del ricevitore nelle 3 gamme inferiori semplicemente dividendo per 10 le letture delle 3 superiori.

In tal modo vaste gamme possono essere complessivamente percorse pur utilizzando 3 sole scale graduate ed un unico quarzo di frequenza pari alla media frequenza più bassa (ad esempio 50 o 100 kHz).

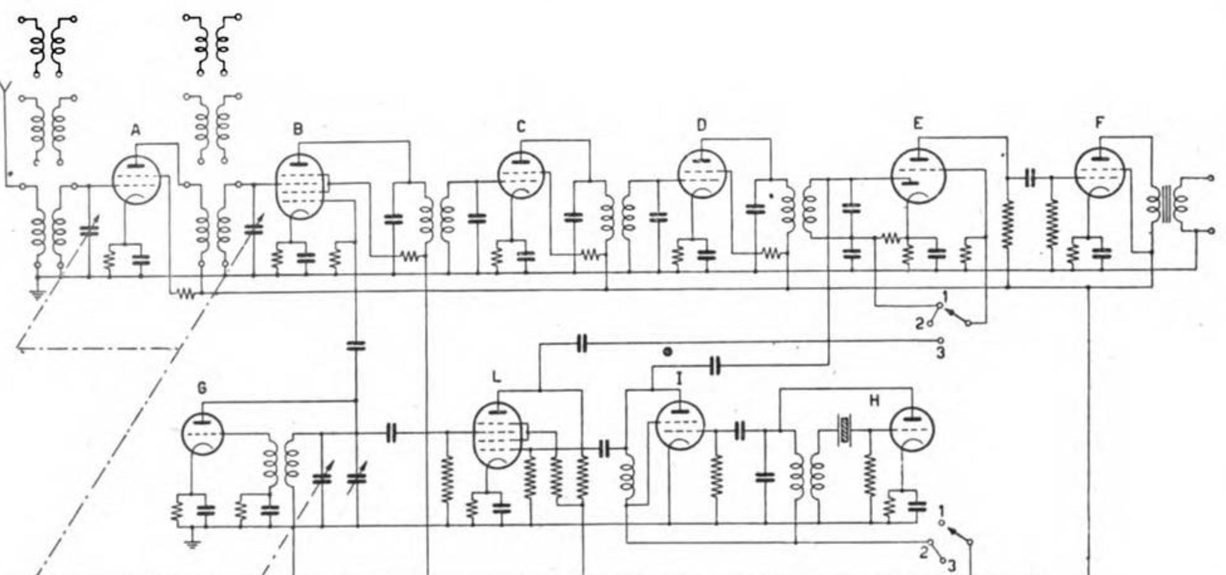


Fig. 2. — Schema di principio del ricevitore frequenziometro di alta precisione: *A*, amplificatore a radiofrequenza; *B*, mescolatore di ricezione; *C*, primo amplificatore a media frequenza; *D*, secondo amplificatore a media frequenza; *E*, diodo e amplificatore ad audiofrequenza; *F*, amplificatore ad audiofrequenza; *G*, oscillatore; *H*, oscillatore con quarzo; *I*, amplificatore distorcente; *L*, mescolatore di controllo. Per la posizione dei commutatori: 1 - ricezione telefonica; 2 - ricezione telegrafica e misura; 3 - controllo della taratura dell'oscillatore di conversione.

l'armonica del quarzo che di volta in volta gli corrisponde, e non più con l'armonica che è inferiore alla frequenza dell'oscillatore esattamente dell'ammontare della media frequenza. Si tara cioè e si controlla l'oscillatore come una ordinaria eterodina. A tal fine conviene predisporre un mescolatore separato dal mescolatore di ricezione, e inviare poi i battimenti rivelati negli stadi di bassa frequenza del ricevitore. Durante l'operazione di verifica gli stadi di alta e media frequenza possono così essere resi completamente inattivi; tale provvedimento, se i punti di controllo sono numerosi e ravvicinati, è non soltanto vantaggioso, ma pressochè indispensabile.

Questo metodo, associato con gli altri artifici già ricordati, presenta vari notevoli vantaggi:

1) risulta possibile ottenere un numero di punti di controllo costante in tutte le gamme del ricevitore;

2) possono fungere da punti di controllo non soltanto le armoniche del quarzo comprese nella gamma dell'oscillatore, ma anche le armoniche più elevate.

Ad esempio, se il quarzo oscilla su 100 kHz e la gamma dell'oscillatore va da 3200 a 6400 kHz, si hanno 33 punti di verifica (uno ogni 100 kHz) dovuti alle armoniche del quarzo battenti con la fondamentale dell'oscillatore; ma si hanno altresì 32 punti (uno ogni 50 kHz) dovuti alle armoniche del quarzo dalla 65ª alla 127ª, battenti con le seconde armoniche dell'oscillatore. Altri punti di controllo intermedi possono naturalmente ottenersi, salvo che la intensità dei relativi battimenti va rapidamente diminuendo.

L'artificio di introdurre le armoniche del quarzo direttamente, e mediante un accoppiamento aperiodico, nello stadio mescolatore può essere utilmente usato anche nei ricevitori frequenziometri a lettura non diretta e di precisione più modesta, allo scopo di aumentare il numero dei punti di controllo nelle gamme di frequenze più basse. Occorre però disporre un filtro che impedisca all'armonica del quarzo pari alla media frequenza di giungere all'oscillatore, senza di che l'amplificatore di media frequenza risulta completamente saturato.

5. - Apparecchio attuato.

Un primo gruppo di esperienze è stato eseguito mediante un moderno ricevitore per onde corte ed un oscillatore a quarzo (con stadio distorcente) funzionante sulla frequenza nominale intermedia del ricevitore stesso. Visto il buon risultato di queste prove, si è proceduto alla costruzione di un ricevitore frequenziometro a lettura diretta e ad alta precisione, con gamma totale di 2700 ÷ 25 100 kHz, suddivisa in tre gamme parzialmente ricoprentisi. L'oscillatore locale funziona nel campo di 3200 ÷ 6400 kHz (più un intervallo destinato ad assicurare il ricoprimento delle gamme).

Il quarzo oscilla sulla frequenza di 100 kHz e la media frequenza del ricevitore è di 500 kHz; nella collimazione dei segnali si utilizza pertanto la quinta armonica del quarzo che può servire anche quale oscillatore « di nota » per la ricezione telegrafica.

Il ricevitore frequenziometro costruito ha elevate doti di sensibilità, di selettività e di attenuazione della frequenza immagine ed è munito



Fig. 3. — Veduta di fronte del ricevitore frequenziometro di alta precisione.

dei perfezionamenti necessari a renderlo atto al servizio di intercettazione e di controllo. Nelle figure 2 e 3 sono rappresentati lo schema elettrico di principio e una veduta esterna frontale dell'apparecchio.

Il ricevitore propriamente detto comprende 7 tubi elettronici, più un diodo-triodo (non rappresentato nello schema) utilizzato per la regolazione automatica di sensibilità e per l'indicazione di accordo. La verifica della taratura dell'oscillatore locale viene effettuata mediante altri 3 tubi, adoperati per un oscillatore a quarzo, per un amplificatore distorcente e per un mescolatore di controllo.

Ai fini dell'alimentazione sono utilizzati due rettificatori anodici distinti (ambedue racchiusi in un cofano non rappresentato nella figura 3): uno, non stabilizzato, per tutti i tubi del ricevitore esclusi l'oscillatore e il mescolatore; l'altro, stabilizzato, per questi due tubi e per quelli di controllo.

Il quarzo oscillatore su 100 kHz ha un coefficiente di temperatura di $-2 \cdot 10^{-6}/^{\circ}C$. Un termometro incorporato nel ricevitore permette, ove occorra per scopi di speciale precisione, di valutare le correzioni termiche.

L'errore di taratura iniziale è stato ridotto, mediante paziente sagomatura del condensatore, a poche parti su 10^5; in tale valore risultano naturalmente compresi anche gli effetti delle irregolarità della trasmissione fra la vite senza fine e la ruota dentata elicoidale.

Lo slittamento di frequenza dell'oscillatore è risultato minimo e praticamente trascurabile.

Le graduazioni della scala principale e del tamburo (spostabile micrometricamente) sono rispettivamente 32 e 200 e permettono di leggere direttamente, apprezzando la mezza divisione:

0,25	kHz	nella	gamma	da	2700	a	5900 kHz
0,5	»	»	»	»	5900	»	12 300 »
1	»	»	»	»	12 300	»	25 100 »

Poichè il gioco della trasmissione fra la vite senza fine e la ruota dentata non è mai superiore a $0,1 \div 0,2$ parti di scala e le altre fonti di errore non possono causare divari superiori a qualche unità su 10^5, si può ritenere che l'errore massimo che si può commettere, dopo aver effettuato la regolazione nel punto di controllo più vicino, differisca di poco dall'errore di lettura, e varii pertanto da un massimo di $\sim \frac{1}{10\,000}$ (all'estremo inferiore della prima gamma) ad un minimo di $\sim \frac{1}{25\,000}$ (all'estremo superiore della terza gamma).

Numerose verifiche furono eseguite, sia mediante frequenze campioni locali, sia mediante ricezione di stazioni di alta precisione e stabilità, e tutte confermarono l'attendibilità dei suindicati limiti di precisione.

Il ricevitore frequenziometro a lettura diretta sopra menzionato è stato costruito dalla Società Anonima Radio (S. A. R.), che ringrazio per aver permesso la pubblicazione della fotografia e dello schema elettrico di principio dell'apparecchio. Ringrazio inoltre il tecnico della ditta, signor Calpini, per aver applicato in esso quei dispositivi che permettono di ottenere la lettura diretta della frequenza in tutte le gamme.

Roma, dicembre 1939-XVIII.

NUOVE CONSIDERAZIONI SUL COMANDO UNICO NELLE SUPERETERODINE

MARIO SANTORO

L'ulteriore sviluppo di un precedente studio sui sistemi di comando unico dei condensatori variabili delle supereterodine mostra la possibilità di conseguire migliori risultati, mediante l'uso di un medesimo tipo di circuito sia per l'oscillatore locale sia per il circuito o per i circuiti selettori del segnale in arrivo; risulta inoltre l'opportunità di usare, anche nel caso di ricezione di onde corte, il compensatore in serie (padding) nel circuito dell'oscillatore locale. Viene stabilito il grado di approssimazione necessaria nel valore dei vari elementi componenti i circuiti, perchè si possa conseguire un buon allineamento e sono proposti alcuni abbachi e un nuovo metodo semplificato di calcolo per determinare, con maggiore facilità, il valore degli elementi componenti i circuiti selettori e quello dell'oscillatore locale.

1. - Premessa.

In una precedente nota ([1]) si è proposto un metodo di calcolo per determinare il valore da attribuire ai vari elementi, induttanze e capacità, costituenti il circuito o i circuiti selettori del segnale in arrivo e il circuito dell'oscillatore locale di un ricevitore a supereterodina, in relazione a tutte le varie combinazioni di circuiti finora usati per attuare il comando unico dei condensatori variabili.

I disallineamenti risultanti dall'uso di tale procedimento di calcolo si differenziano molto poco da quelli che possono essere ottenuti determinando il valore da assegnare ai vari elementi mediante un metodo rigoroso di calcolo. Per tale motivo si ritiene inutile tentare quest'ultimo procedimento, poichè i lievissimi vantaggi che ne possono derivare (diminuzione del disallineamento dello 0,05 % per le onde medie e dello 0,008 % per le onde corte) non compenserebbero la eccessiva laboriosità del procedimento stesso e delle sue applicazioni.

([1]) M. SANTORO: A. F., 1938, VII, p. 740.

In questa nota, dopo di avere analiticamente dimostrata la impossibilità di procedere all'attuazione del comando unico delle supereterodine sulla base di quattro frequenze di allineamento anzichè delle solite tre, si vedrà come sia possibile, senza eccessive complicazioni di calcolo o di circuiti, conseguire un allineamento finora non raggiunto, notevolmente superiore anche a quello ottenuto determinando il valore dei vari elementi mediante il procedimento rigoroso di calcolo con i circuiti usuali.

Sempre al fine di conseguire il migliore allineamento, sarà provata la convenienza di usare il compensatore in serie (*padding*) nel circuito dell'oscillatore locale, anche quando debbano essere ricevute gamme di frequenze superiori a 5 MHz (onde corte o cortissime).

Il valore degli elementi componenti i diversi circuiti, viene normalmente determinato, mediante i vari metodi di calcolo, con approssimazione superiore all'un per mille, mentre l'approssimazione con la quale è praticamente possibile attuare i valori stessi nei ricevitori di serie è in generale ben inferiore (dell'ordine di parecchie unità per cento). Vedremo allora quale influenza abbia sull'allineamento l'attribuire ad un elemento di ciascuno dei circuiti un valore diverso da quello calcolato e si potrà così prestabilire entro quali limiti può variare l'effettivo valore di ogni elemento, perchè l'allineamento conseguibile possa essere soddisfacente.

Infine, poichè l'applicazione del metodo di calcolo esposto nella precedente nota può risultare un po' laboriosa, vengono forniti alcuni abbachi per la immediata determinazione del valore degli elementi componenti il circuito o i circuiti selettori del segnale in arrivo, mentre per la determinazione degli elementi del circuito dell'oscillatore viene suggerito un metodo semplificato di calcolo dato che, per l'eccessivo numero di variabili, la costruzione di abbachi sarebbe poco agevole.

2. - Simboli adoperati.

f_1, f'_1 frequenze di risonanza del circuito selettore del segnale in arrivo, attuato rispettivamente secondo lo schema della figura 1 oppure delle figure 2 o 3,

f_2 frequenza della oscillazione generata dall'oscillatore locale,

f_0 frequenza su cui sono accordati i circuiti a frequenza intermedia,

f'_0 frequenza intermedia fittizia,

C_1, C'_1 capacità del compensatore in serie (*padding*) rispettivamente per i circuiti dell'oscillatore locale e del selettore,

C_2 capacità del condensatore variabile di accordo dei circuiti,

C_3, C'_3 capacità del compensatore in parallelo (*trimmer*) rispettivamente per i circuiti dell'oscillatore locale e del selettore,

C_4	capacità del compensatore in parallelo (*trimmer*) per il circuito dell'oscillatore locale attuato secondo lo schema della figura 4,
C_a	capacità del compensatore in parallelo (*trimmer*) per il circuito selettore attuato secondo lo schema della figura 1,
L_1, L'_1	induttanza del circuito selettore attuato secondo lo schema della figura 1 oppure delle figure 2 e 3,
L_2	induttanza del circuito dell'oscillatore locale,
$\alpha, \beta, \gamma, \delta$	frequenze di allineamento ($\alpha < \beta < \gamma < \delta$) per il circuito dell'oscillatore,
x, y, z, t	valori di capacità del condensatore variabile ($x > y > z > t$) corrispondenti alle frequenze di allineamento,
α', β', γ'	frequenze di allineamento per il circuito selettore attuato secondo lo schema delle figure 2 o 3,
a, b	valori estremi della gamma di frequenze da ricevere ($a > b$),
m, n	valori estremi della capacità del condensatore variabile ($m > n$),
S	disallineamento espresso dalla relazione $S = \frac{f_2 - f_1 - f_0}{f_1} \%$.

3. - Ricerca della migliore soluzione.

Nella precedente nota abbiamo visto come fosse da scartare, per evidenti difficoltà costruttive, la soluzione della diversa profilatura delle lamine del condensatore variabile per le sezioni corrispondenti ai

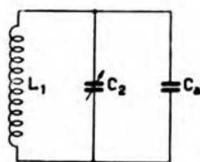


Figura 1.

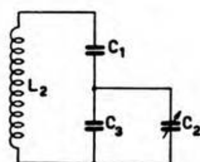


Figura 2.

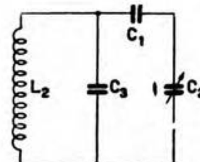


Figura 3.

Fig. 1, 2, 3. — Schemi dei circuiti selettore e oscillatorio, normalmente usati nell'attuazione del comando unico.

circuiti selettori del segnale in arrivo e al circuito dell'oscillatore locale. Rimane quindi, come soluzione più ragionevole, l'uso di un condensatore variabile a sezioni uguali: il circuito o i circuiti selettori del segnale in arrivo verranno allora eseguiti secondo lo schema della figura 1, mentre per il circuito dell'oscillatore locale sarà indifferentemente usato lo schema della figura 2 oppure quello della figura 3.

Se si stabiliscono opportunamente i valori delle tre frequenze di allineamento, si conseguono risultati assai prossimi a quelli che potrebbero essere ottenuti determinando il valore degli elementi che costitui-

scono i circuiti mediante un procedimento di calcolo più rigoroso ma molto più laborioso (2).

Vedremo ora se e come sia possibile migliorare ulteriormente tali risultati.

In seguito ad alcune considerazioni geometriche avevamo prevista nella precedente nota l'impossibilità dell'esistenza di quattro frequenze di allineamento su cui possano venire aggiustati i vari circuiti per il comando unico di una supereterodina. Ne daremo ora la dimostrazione analitica che ci confermerà l'impossibilità di procedere, per questa via, ad un miglioramento dei risultati finora conseguiti.

L'unico circuito di oscillatore locale che contenga quattro variabili è quello indicato nella figura 4, il quale, come è facile vedere, risulta dalla combinazione dei due circuiti dati nelle figure 2 e 3.

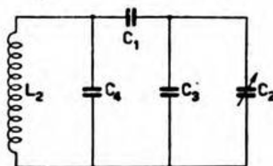


Fig. 4. — Schema di circuito oscillatorio contenente le quattro variabili C_1, C_3, C_4, L_2.

L'equazione che esprime la frequenza di risonanza di tale circuito oscillatorio è:

$$[1] \qquad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2\left(C_4 + C_1\dfrac{C_2 + C_3}{C_1 + C_2 + C_3}\right)}} .$$

---

(2) Tale procedimento consiste nel porre la condizione che i disallineamenti $\dfrac{f_2 - f_1 - f_0}{f_1}$ % nei punti estremi della gamma di frequenze da ricevere, cioè per $f_1 = a$ e $f_1 = b$, siano uguali ai massimi disallineamenti nei punti interni della gamma. Occorre allora determinare i valori della capacità del condensatore variabile a cui competono i massimi disallineamenti, cioè i valori di C_2, in modo che sia:

$$\frac{d}{dC_2}\,\frac{f_2 - f_1 - f_0}{f_1}\,\% =$$

$$= \frac{d}{dC_2}\,\frac{\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_1 \dfrac{C_2 + C_3}{C_1 + C_2 + C_3}}} - \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_2 + C_a)}} - f_0}{\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_2 + C_a)}}} = 0 ,$$

ossia, posto $\omega_0 = 2\pi f_0$:

$$(\omega_0^2 L_2 C_1 - 1)(C_2 + C_3)^4 + \omega_0^2 L_2 C_1^2 (C_2 + C_3)^3 -$$
$$- 2 C_1 (C_3 - C_a)(C_2 + C_3)^2 - C_1^2 (C_3 - C_a)^2 = 0.$$

Tale equazione ammette, oltre a due radici immaginarie, due radici reali e positive che devono essere sostituite nel sistema ottenuto imponendo la condizione che i disallineamenti agli estremi della gamma di frequenze da ricevere siano uguali ai massimi disallineamenti nei punti interni della gamma stessa. Il sistema così ricavato vien poi successivamente risolto rispetto a C_3, C_1 ed L_2.

Siano α, β, γ, δ le supposte quattro frequenze di allineamento e x, y, z, t i relativi valori di capacità del condensatore variabile C_2. Saranno allora:

$$[2]\quad \begin{cases} \alpha = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_2\left(C_4 + C_1 \dfrac{x + C_3}{C_1 + x + C_3}\right)}} \\[2ex] \beta = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_2\left(C_4 + C_1 \dfrac{y + C_3}{C_1 + y + C_3}\right)}} \\[2ex] \gamma = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_2\left(C_4 + C_1 \dfrac{z + C_3}{C_1 + z + C_3}\right)}} \\[2ex] \delta = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_2\left(C_4 + C_1 \dfrac{t + C_3}{C_1 + t + C_3}\right)}} . \end{cases}$$

Dalla prima equazione del sistema [2] ricaviamo:

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 \alpha^2 \left(C_4 + C_1 \dfrac{x + C_3}{C_1 + x + C_3}\right)},$$

così, quando siano noti gli altri elementi C_1, C_3, C_4, si determinerebbe il valore della induttanza del circuito oscillatorio.

Dividendo ora fra loro i quadrati delle equazioni del sistema [2] si ottiene:

$$[3]\quad \begin{cases} \dfrac{\alpha^2}{\beta^2} = \dfrac{C_4 + C_1 \dfrac{y + C_3}{C_1 + y + C_3}}{C_4 + C_1 \dfrac{x + C_3}{C_1 + x + C_3}} \\[3ex] \dfrac{\alpha^2}{\gamma^2} = \dfrac{C_4 + C_1 \dfrac{z + C_3}{C_1 + z + C_3}}{C_4 + C_1 \dfrac{x + C_3}{C_1 + x + C_3}} \\[3ex] \dfrac{\alpha^2}{\delta^2} = \dfrac{C_4 + C_1 \dfrac{t + C_3}{C_1 + t + C_3}}{C_4 + C_1 \dfrac{x + C_3}{C_1 + x + C_3}} . \end{cases}$$

Dalla prima equazione del sistema [3] ricaviamo:

$$C_4 = C_1 \frac{\beta^2}{\beta^2 - \alpha^2} \left[\frac{\alpha^2 (x + C_3)}{\beta^2 (C_1 + x + C_3)} - \frac{y + C_3}{C_1 + y + C_3} \right];$$

sostituendo questa espressione di C_4 nella seconda equazione del sistema [3] si ottiene, dopo alcune semplificazioni, la relazione:

$$\frac{\alpha^2}{\gamma^2} = \frac{\alpha^2 (x - z)\,(C_1 + y + C_3) - \beta^2 (y - z)\,(C_1 + x + C_3)}{\beta^2 (x - y)\,(C_1 + z + C_3)},$$

dalla quale si deduce facilmente la seguente:

$$C_1 = \frac{\alpha^2\beta^2 (z + C_3)(x - y) + \beta^2\gamma^2 (x + C_3)(y - z) - \alpha^2\gamma^2 (y + C_3)(x - z)}{\alpha^2\gamma^2 (x - z) - \beta^2\gamma^2 (y - z) - \alpha^2\beta^2 (x - y)};$$

questa, sostituita nella terza equazione del sistema [3] conduce, dopo semplificazioni, alla espressione:

$$\beta^2 \delta^2 (y - z)\,(x - t) \left(1 - \frac{\alpha^2}{\gamma^2}\right) - \beta^2 \delta^2 (x - z)\,(y - t) \left(1 - \frac{\beta^2}{\gamma^2}\right) =$$

$$= \frac{\alpha^2 \beta^4}{\gamma^2} (x - y)\,(z - t) + \beta^4 (x - t)\,(y - z) - \alpha^2 \beta^2 (x - z)\,(y - t).$$

Tale equazione non contiene alcuna delle variabili C_1, C_3, C_4, L_2 del nostro problema, che pertanto rimane indeterminato.

Scartata quindi la possibilità di risoluzione mediante quattro frequenze di allineamento, vedremo come sia possibile ottenere migliori risultati nell'allineamento delle supereterodine usando, tanto per il circuito o i circuiti selettori del segnale in arrivo quanto per quello dell'oscillatore locale, lo stesso schema della figura 2 oppure quello della figura 3. Il vantaggio che ne consegue apparirà evidente dopo le considerazioni che ora si espongono (3).

La rappresentazione grafica in coordinate cartesiane della equazione del circuito selettore, normalmente attuato secondo lo schema della figura 1:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 (C_2 + C_a)}},$$

è una iperbole equilatera avente come punti asintotici i valori di capacità $C_2 = \infty$, per il quale è $f_1 = 0$, e $C_2 = -C_a$, valore privo di significato fisico, per il quale è $f_1 = \infty$. Siccome però C_2 può soltanto variare

---

(3) Poichè le due iperboli che rappresentano f_1 ed $f_2 - f_0$ hanno tre punti propri in comune (le tre frequenze di allineamento), le differenze fra l'una e l'altra, ossia i disallineamenti, sono tanto minori, quanto più prossimi sono i loro punti impropri.

da 0 a ∞, l'iperbole, pur avendo ancora per asintoto il valore $f_1 = 0$, incontrerà nel punto:

$$f_{1(0)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_a}}$$

la parallela all'asse delle f condotta a partire dal punto $C_2 = 0$. Analogamente, la rappresentazione grafica, nelle stesse coordinate, della equazione del circuito dell'oscillatore, attuato secondo lo schema della figura 2:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_1 \frac{C_2 + C_3}{C_1 + C_2 + C_3}}},$$

è una iperbole equilatera avente per punti asintotici i valori di capacità $C_2 = \infty$, per il quale si ha:

$$f_{2(\infty)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_1}},$$

e $C_2 = -C_3$, valore privo di significato fisico, per il quale è $f_2 = \infty$. Per C_2 variabile da 0 a ∞ l'iperbole, pur avendo ancora per asintoto il punto:

$$f_{2(\infty)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_1}},$$

incontrerà nel punto:

$$f_{2(0)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_1 \frac{C_3}{C_1 + C_3}}}$$

la parallela all'asse delle f condotta a partire dal punto $C_2 = 0$.

Se supponiamo che le frequenze del circuito o dei circuiti selettori del segnale in arrivo siano definite anch'esse da una equazione del tipo:

$$f'_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'_1 C'_1 \frac{C_2 + C'_3}{C'_1 + C_2 + C'_3}}},$$

ossia che tali circuiti siano attuati secondo lo schema della figura 2, avremo una nuova iperbole i cui punti corrispondenti ai valori $C_2 = 0$ e $C_2 = \infty$ saranno:

$$f'_{1(0)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'_1 \frac{C'_1 C'_3}{C'_1 + C'_3}}}, \qquad f'_{1(\infty)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'_1 C'_1}}.$$

Per determinare le precedenti frequenze limiti, attribuiamo ai vari elementi i valori ottenuti nel primo esempio della precedente nota:

$C_a = 21{,}87\ \mu\mu F,\quad L_1 = 240{,}27\ \mu H,\quad L_2 = 146{,}4\ \mu H,\quad C_1 = 531{,}9\ \mu\mu F,$
$C_3 = 31{,}27\ \mu\mu F,$

e quelli ottenuti nell'esempio I della presente nota, che sarà successivamente esposto:

$$C'_1 = 620{,}47\ \mu\mu F,\qquad C'_3 = 4{,}216\ \mu\mu F,\qquad L'_1 = 408{,}8\ \mu H,$$
$$C_1 = 206{,}83\ \mu\mu F,\qquad C_3 = 10{,}09\ \mu\mu F,\qquad L_2 = 251{,}8\ \mu H.$$

Nel caso in cui il circuito o i circuiti selettori del segnale in arrivo siano costruiti secondo lo schema della figura 1 e il circuito dell'oscillatore locale secondo lo schema della figura 2, cioè come nel primo esempio della precedente nota, si ha:

$$\begin{cases} f_{1(0)} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_a}} = 2195{,}6\ \text{kHz} \\[2ex] f_{2(0)} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \dfrac{C_1 C_3}{C_1 + C_3}}} = 2420{,}5\ \text{kHz} \end{cases}$$

$$\begin{cases} f_{1(\infty)} = 0 \\[2ex] f_{2(\infty)} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_1}} = 570{,}37\ \text{kHz}; \end{cases}$$

quindi, per $C_2 = 0$ è:

$$f_2 - f_1 = 224{,}9\ \text{kHz}$$

e per $C_2 = \infty$:

$$f_2 - f_1 = 570{,}37\ \text{kHz}.$$

Se supponiamo invece di formare il circuito o i circuiti selettori del segnale in arrivo e quello dell'oscillatore locale, entrambi secondo lo schema della figura 2, cioè come nell'esempio I della nota presente, abbiamo:

$$\begin{cases} f'_{1(0)} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L'_1 \dfrac{C'_1 C'_3}{C'_1 + C'_3}}} = 3234\ \text{kHz} \\[2ex] f_{2(0)} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \dfrac{C_1 C_3}{C_1 + C_3}}} = 3846{,}7\ \text{kHz} \end{cases}$$

$$\begin{cases} f'_{1(\infty)} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L'_1 C'_1}} = 316{,}01\ \text{kHz} \\[2ex] f_{2(\infty)} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = 697{,}44\ \text{kHz}; \end{cases}$$

in tal caso, per $C_2 = 0$ si ha:

$$f_2 - f_1 = 612{,}7 \text{ kHz},$$

e per $C_2 = \infty$:

$$f_2 - f'_1 = 381{,}43 \text{ kHz}.$$

Se teniamo presente che il valore di frequenza intermedia è di 350 kHz vediamo che, usando tanto per il circuito o i circuiti selettori quanto per il circuito dell'oscillatore lo schema dato nella figura 2, mentre ad un valore limite della capacità variabile ($C_2 = 0$) si consegue un peggioramento del $\frac{612{,}7 - 570{,}37}{350} = 12{,}1\ \%$, all'altro estremo ($C_2 = \infty$) si consegue un miglioramento del $\frac{381{,}43 - 224{,}9}{350} = 45\ \%$. Possiamo quindi prevedere che usando per il circuito o i circuiti selettori del segnale in arrivo lo stesso tipo di circuito che si usa per l'oscillatore locale, ossia lo schema della figura 2 oppure quello della figura 3, si otterrà un allineamento migliore di quello conseguente all'uso di tale schema soltanto per il circuito dell'oscillatore locale e dello schema della figura 1 per il circuito o i circuiti selettori.

Un esempio sarà utile, oltre che a convalidare quanto abbiamo sopra esposto, a fornire una guida per le applicazioni pratiche e permetterà anche di giudicare sulla entità del miglioramento conseguito.

Esempio I. — Calcolo delle induttanze e delle capacità fisse dei circuiti di accordo a radiofrequenza e dell'oscillatore locale, entrambi costituiti come è indicato negli schemi della figura 2 oppure della figura 3, per un campo di ricezione da 500 a 1500 kHz, con trasformatori di frequenza intermedia accordati su 350 kHz, adottando un condensatore variabile multiplo le cui capacità massima e minima siano di 400 μμF e di 25 μμF.

Esponiamo dapprima brevemente il procedimento di risoluzione.

Per facilitare l'applicazione dei metodi di calcolo esposti nella precedente nota, tanto il circuito selettore del segnale in arrivo, quanto il circuito dell'oscillatore locale verranno considerati come due circuiti oscillatori le cui frequenze differiscano fra loro del valore di frequenza intermedia adoperato, ossia, nel nostro caso, di 350 kHz. Per determinare il valore degli elementi componenti tali circuiti converrà perciò supporre l'esistenza di un circuito selettore fittizio, che è bene copra una gamma di frequenze le più basse possibili. Quanto più basse sono queste, tanto maggiore sarà il valore di f'_0, frequenza intermedia fittizia, ossia della differenza fra le frequenze accordate dal circuito selettore effettivo e quelle che verrebbero accordate dal circuito selettore fittizio. Col crescere di tale differenza aumenta l'effetto del condensatore di compensazione in serie e quindi risulteranno maggiori i miglioramenti conseguenti all'uso del medesimo schema della figura 2, oppure della figura 3, e per il circuito o i circuiti selettori del segnale in arrivo e per il circuito dell'oscillatore locale.

Calcoliamo prima gli elementi del circuito selettore fittizio.

La massima ampiezza della gamma di frequenze che possono essere accordate da un circuito utilizzante un condensatore variabile le cui capacità massima e minima siano di 400 μμF e di 25 μμF, è data da:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{\sqrt{400}}{\sqrt{25}} = 4 .$$

Inoltre il circuito selettore fittizio deve essere tale che sia:

$$f_{max} + f'_0 = 1500 \text{ kHz},$$
$$f_{min} + f'_0 = 500 \text{ kHz}.$$

Possiamo allora determinare il valore di f'_0, frequenza intermedia fittizia, in base alla espressione seguente:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1500 - f'_0}{500 - f'_0} = 4,$$

da cui si ottiene:

$$f'_0 = 166{,}66 \text{ kHz}.$$

Quindi la gamma di massima ampiezza e di minime frequenze che può essere accordata dal circuito selettore fittizio si estende da (500 — — 166,66) kHz a (1500 — 166,66) kHz, ossia da 333,33 kHz a 1333,33 kHz.

Possiamo ora calcolare il valore degli elementi che costituiscono il circuito selettore effettivo, come se si trattasse del circuito di un oscillatore le cui frequenze differiscano di 166,66 kHz da quelle del circuito selettore fittizio. Procederemo quindi analogamente a come abbiamo esposto nella nota precedente, cioè incominceremo col calcolare le frequenze di allineamento fittizie. Esse sono espresse dalle relazioni (relazioni [11], [12], [13], della precedente nota):

$$\begin{cases} \alpha' - f'_0 = \sqrt[3]{b'^2 \sqrt{\dfrac{a' b'}{2}}} , \\ \beta' - f'_0 = \sqrt{a' b'} , \\ \gamma' - f'_0 = \sqrt[3]{a'^2 \sqrt{2 a' b'}} , \end{cases}$$

nelle quali $a' = 1333{,}33$ kHz, $b' = 333{,}33$ kHz, $f'_0 = 166{,}66$ kHz. Tenendo presenti tali valori, si ottengono:

$$\alpha' - f'_0 = 374{,}15 \text{ kHz}, \quad \beta' - f'_0 = 666{,}66 \text{ kHz}, \quad \gamma' - f'_0 = 1187{,}9 \text{ kHz},$$

ossia:

$$\alpha' = 540{,}81 \text{ kHz}, \qquad \beta' = 833{,}32 \text{ kHz}, \qquad \gamma' = 1354{,}6 \text{ kHz}.$$

I valori di capacità x, y, z del condensatore variabile, corrispondenti alle frequenze $\alpha' - f'_0$, $\beta' - f'_0$ e $\gamma' - f'_0$, si calcolano in base alle relazioni:

$$\frac{m}{x} = \frac{(a' - f'_0)^2}{b'^2}, \qquad \frac{m}{y} = \frac{(\beta' - f'_0)^2}{b'^2}, \qquad \frac{m}{z} = \frac{(\gamma' - f'_0)^2}{b'^2},$$

dalle quali si ricava:

$$x = 317{,}48 \ \mu\mu\text{F}, \qquad y = 100{,}00 \ \mu\mu\text{F}, \qquad z = 31{,}498 \ \mu\mu\text{F}.$$

Sostituendo i valori così ottenuti nella relazione [8] della precedente nota si ottiene:

$$C'_3 = \frac{x\,a'^2 (y - z) - y\,\beta'^2 (x - z) + z\,\gamma'^2 (x - y)}{(x - z)\,\beta'^2 - (y - z)\,a'^2 - (x - y)\,\gamma'^2} = 4{,}216 \ \mu\mu\text{F};$$

tale valore sostituito nella relazione [7] della precedente nota, fornisce:

$$C'_1 = \frac{(x + C'_3)\,(y + C'_3)\left(1 - \dfrac{\beta'^2}{a'^2}\right)}{(y + C'_3)\,\dfrac{\beta'^2}{a'^2} - (x + C'_3)} = 620{,}47 \ \mu\mu\text{F};$$

sostituendo infine i due valori trovati nella relazione [6] della precedente nota, si ha:

$$L'_1 = \frac{C'_1 + x + C'_3}{4\,\pi^2\,a'^2\,C'_1\,(x + C'_3)} = 408{,}8 \ \mu\text{H}.$$

Con i valori così ottenuti per C'_3, C'_1 e L'_1 il circuito selettore effettivo ricoprirà una gamma di frequenze superiori di 166,66 kHz a quelle relative al circuito selettore fittizio, ossia consentirà l'accordo della gamma di frequenze comprese fra 500 e 1500 kHz.

Procediamo ora al calcolo degli elementi costituenti il circuito oscillatore effettivo.

Le frequenze di allineamento fittizie $a - f'_0$, $\beta - f'_0$, $\gamma - f'_0$ e le relative capacità x, y, z, del condensatore variabile rimangono le stesse di quelle già precedentemente determinate, mentre il valore di f'_0, frequenza intermedia fittizia, viene ora aumentato di 350 kHz, frequenza intermedia effettiva, e risulta quindi di 516,66 kHz; cosicchè:

$$a = 890{,}81 \ \text{kHz}, \qquad \beta = 1183{,}33 \ \text{kHz}, \qquad \gamma = 1704{,}56 \ \text{kHz}.$$

Utilizzando nuovamente le relazioni [8], [7] e [6] della precedente nota, abbiamo:

$$C_3 = 10{,}089 \ \mu\mu\text{F}, \qquad C_1 = 206{,}83 \ \mu\mu\text{F}, \qquad L_2 = 251{,}78 \ \mu\text{H}.$$

Se, invece di adoperare per entrambi i circuiti del selettore e dell'oscillatore, lo schema della figura 2 si usa lo schema della figura 3, il procedimento rimane sostanzialmente inalterato; soltanto, per determinare il valore degli elementi componenti i due circuiti, anzichè le relazioni [8] [7] e [6] della precedente nota, verranno adoperate le [19], [18] e [17].

Per il circuito selettore effettivo abbiamo, applicando la relazione [19]:

$$C'_1 = \frac{\alpha'^2 \beta'^2 (x-y) z + \gamma'^2 \beta'^2 (y-z) x - \alpha'^2 \gamma'^2 (x-z) y}{\alpha'^2 \gamma'^2 (x-z) - \gamma'^2 \beta'^2 (y-z) - \alpha'^2 \beta'^2 (x-y)} = 624{,}65 \ \mu\mu\text{F};$$

tale valore sostituito nella relazione [18] dà:

$$C'_3 = \frac{\dfrac{C'_1 x}{C'_1 + x} - \dfrac{\beta'^2}{\alpha'^2} \dfrac{C'_1 y}{C'_1 + y}}{\dfrac{\beta'^2}{\alpha'^2} - 1} = 4{,}242 \ \mu\mu\text{F}.$$

Infine sostituendo entrambi i valori ottenuti nella [17] si ha:

$$L'_1 = \frac{1}{4 \pi^2 \alpha'^2 \left(C_3' + \dfrac{C'_1 x}{C'_1 + x} \right)} = 403{,}31 \ \mu\text{H};$$

e applicando le stesse relazioni al circuito dell'oscillatore effettivo:

$$C_1 = 218{,}65 \ \mu\mu\text{F}, \quad C_3 = 10{,}675 \ \mu\mu\text{F}, \quad L_2 = 214{,}23 \ \mu\text{H}.$$

I risultati conseguiti con l'uso, per i circuiti dell'oscillatore e del selettore, degli schemi delle figure 2 e 3 sono identici e sono rappresen-

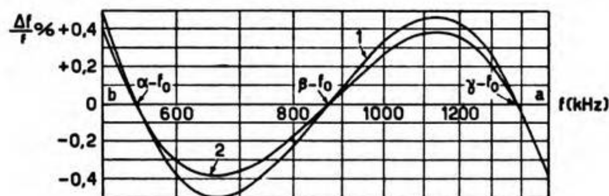


Fig. 5. — Diagrammi degli scarti di frequenza per un circuito selettore attuato secondo lo schema della figura 1 (curva 1) o delle figure 2 o 3 (curva 2).

tati nella figura 5. Come è facile vedere il miglioramento che si ottiene nell'allineamento è relativamente notevole, poichè i disallineamenti passano dallo 0,47 % allo 0,37 %. Inoltre l'uso di questi schemi per il circuito o i circuiti selettori del segnale in arrivo, a causa dell'esistenza di un elemento variabile in più, C'_1, rispetto allo schema della figura 1, consente di poter eseguire l'allineamento in tre punti della gamma di frequenze da ricevere anzichè, come si fa usualmente, nei due punti prossimi agli estremi della gamma stessa [4]. Ciò avrà come conseguenza

[4] Poichè normalmente la induttanza del circuito dell'oscillatore locale non è variabile, può avvenire che la frequenza di allineamento centrale $\beta - f_0$ risulti spostata dal suo valore normale a causa di un errato valore della induttanza stessa. Agendo sul compensatore in serie C'_1, del circuito selet-

una migliore distribuzione dei disallineamenti su tutta la gamma e una diminuzione della loro entità.

Ulteriore vantaggio che si ottiene è il seguente: nella precedente nota sono state determinate le relazioni analitiche [11], [12] e [13] che consentono di ricavare il valore delle frequenze di allineamento $\alpha - f_0$, $\beta - f_0$ e $\gamma - f_0$. Tali relazioni, pur conducendo a buoni risultati, presentano qualche lieve anomalia, poichè i disallineamenti massimi che si ottengono in base ad esse differiscono l'uno dall'altro per $\pm 8\%$. Se, come abbiamo fatto nel precedente esempio, si applicano due volte tali relazioni nella determinazione del valore degli elementi costituenti i circuiti selettore e oscillatore, tali anomalie risultano compensate e i disallineamenti massimi che allora si ottengono sono costanti in tutta la gamma, come chiaramente mostra la curva 2 della figura 5.

4. - Convenienza del compensatore in serie.

Molti tecnici ritengono che qualora debba essere ricevuta la gamma di frequenze corrispondenti alle onde corte, possa essere posto in corto circuito il compensatore in serie (*padding*) senza pregiudicare la sensibilità del radioricevitore. Effettivamente essendo quasi sempre il valore della frequenza di accordo dei circuiti a frequenza intermedia molto più piccolo di quello della radiofrequenza da ricevere, il compensatore in serie raggiunge valori notevolmente alti, dell'ordine di $4000 \div 5000$ μμF ed anche superiore. Sembrerebbe quindi possibile eliminarlo. Si può invece vedere come in tal modo venga notevolmente accresciuto il disallineamento rispetto a quello che si ottiene quando al condensatore di compensazione in serie venga attribuito il suo normale valore. A tale aumento di disallineamento non solo corrisponde una diminuzione della sensibilità della parte ad alta frequenza del radioricevitore, ma si ha anche una diminuzione del rapporto di immagine, causata appunto dalla diminuita sensibilità e selettività dei circuiti ad alta frequenza del radioricevitore.

Un esempio indicherà l'entità di tale aumento di disallineamento.

Esempio II. — Calcolo degli elementi costituenti il circuito selettore del segnale in arrivo e il circuito dell'oscillatore locale, entrambi attuati secondo lo schema della figura 1 per un campo di ricezione da 5,5 a 16,5 MHz. Il condensatore variabile abbia una capacità massima di 400 μμF e una capacità minima di 25 μμF, e la frequenza di accordo dei circuiti a frequenza intermedia sia di 350 kHz.

Come nel secondo esempio della precedente nota si ha per il circuito selettore:

$$C_a = 21{,}87 \ \mu\mu F, \qquad L_1 = 1{,}985 \ \mu H.$$

---

tore attuato secondo lo schema della figura 2 oppure della figura 3, si può ricondurre il punto di incontro fra le due curve f_1 e $f_2 - f_0$ al suo giusto valore, ossia a quello definito dalla relazione $\beta - f_0 = \sqrt{ab}$.

Determiniamo le frequenze di allineamento in base alle relazioni [27] e [28] della precedente nota. Risulta:

$$\alpha - f_0 = \sqrt[4]{\frac{b^3 a}{\sqrt{2}}} = 6637{,}7 \text{ kHz},$$

$$\beta - f_0 = \sqrt[4]{a^3 b \sqrt{2}} = 13\,672 \text{ kHz},$$

ossia, essendo $f_0 = 350$ kHz:

$$\alpha = 6987{,}7 \text{ kHz}, \qquad \beta = 14\,022 \text{ kHz}.$$

Dalle relazioni:

$$\frac{x + C_a}{n + C_a} = \frac{a^2}{(\alpha - f_0)^2} \quad \text{e} \quad \frac{y + C_a}{n + C_a} = \frac{a^2}{(\beta - f_0)^2}$$

ricaviamo:

$$x = 267{,}8 \ \mu\mu\text{F}, \qquad y = 46{,}4 \ \mu\mu\text{F}.$$

Applicando ora le [25] e [24] della precedente nota:

$$C_3 = \frac{x\,\alpha^2 - y\,\beta^2}{\beta^2 - \alpha^2} = 26{,}75 \ \mu\mu\text{F},$$

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2\,\alpha^2\,(x + C_3)} = 1{,}761 \ \mu\text{H}.$$

I risultati sono rappresentati dalla figura 6, nella quale la curva 1 (le cui ordinate vanno moltiplicate per 10) rappresenta i disallineamenti

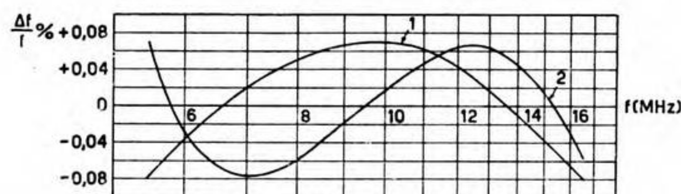


Fig. 6. — Diagrammi degli scarti di frequenza per un circuito oscillatorio attuato secondo lo schema della figura 1 (curva 1, le cui ordinate devono essere moltiplicate per 10) e per uno attuato secondo lo schema della figura 2 o della figura 3 (curva 2).

ottenuti quando il circuito dell'oscillatore locale sia attuato secondo lo schema della figura 1, mentre la curva 2 rappresenta i disallineamenti conseguenti all'uso dello schema della figura 2. Come è facile vedere, mentre nella curva 2 i massimi disallineamenti sono dell'ordine di 0,07 %, nella curva 1 essi salgono al valore di 0,8 %, determinando quindi un notevole peggioramento.

5. - Approssimazione dell'allineamento conseguibile.

Spesso al costruttore di radioricevitori si presenta il problema di conoscere quale grado di approssimazione si riesca a raggiungere nell'allineamento delle supereterodine quando i vari elementi costituenti i circuiti del comando unico abbiano un valore diverso da quello calcolato. Ciò è utile per stabilire il grado di precisione che debbono avere gli strumenti di misura e di verifica da adoperare nella taratura degli elementi stessi. Vedremo perciò ora quali siano i limiti di tolleranza ammissibili perchè nessuna notevole diminuzione si determini nella sensibilità del radioricevitore.

a) Influenza della diversità delle capacità delle sezioni del condensatore variabile. — Ricordiamo che quando ancora non era stato attuato il comando unico dei condensatori variabili delle supereterodine, la ricezione avveniva accordando dapprima il circuito dell'oscillatore locale su una frequenza che differiva dalla frequenza da ricevere del valore della frequenza intermedia, e dopo si accordavano il circuito o i circuiti selettori del segnale in arrivo, regolandosi sulla massima intensità di ricezione. Ciò dimostra che il passaggio da una frequenza all'altra avviene per mezzo soltanto del circuito dell'oscillatore locale, mentre il circuito o i circuiti selettori servono solamente ad aumentare l'ampiezza del segnale desiderato rispetto ai segnali che non debbono essere ricevuti.

Se si ammette allora che le sezioni del condensatore variabile del comando unico abbiano capacità diverse, mentre la sezione appartenente al circuito dell'oscillatore locale viene accordata esattamente, il circuito selettore esalta non la frequenza da ricevere, ma un'altra frequenza da essa più o meno distante. Quindi, la diversità delle sezioni del condensatore variabile influisce solo sulla sensibilità del radioricevitore, mentre la frequenza del segnale ricevuto rimane inalterata.

Si indichi con S il disallineamento espresso dalla relazione:

$$S = \frac{f_2 - f_1 - f_0}{f_1} \%,$$

si ha, per quanto abbiamo detto:

$$\frac{dS}{dC_2} = \frac{\partial S}{\partial f_1}\frac{\partial f_1}{\partial C_2} = \frac{\partial}{\partial f_1}\left(\frac{f_2 - f_1 - f_0}{f_1}\right)\frac{\partial}{\partial C_2}\left(\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_2 + C_a)}}\right) =$$

$$= \frac{f_2 - f_0}{2 f_1 (C_2 + C_a)},$$

ed essendo approssimativamente $f_2 - f_0 = f_1$:

$$\frac{dS}{dC_2} = \frac{1}{2(C_2 + C_a)},$$

e quindi:

$$\Delta S \% = \frac{\Delta C_2}{2\,(C_2 + C_a)} \cdot 100 .$$

Se attribuiamo a ΔC_2 valori variabili da 0,1 % al 10 %, possiamo ricavare (figura 7) i corrispondenti incrementi percentuali di disallineamento, che sono uguali per tutte le gamme di frequenze da ricevere, essendo $\frac{d\,S}{d\,C_2}$ indipendente dalla frequenza.

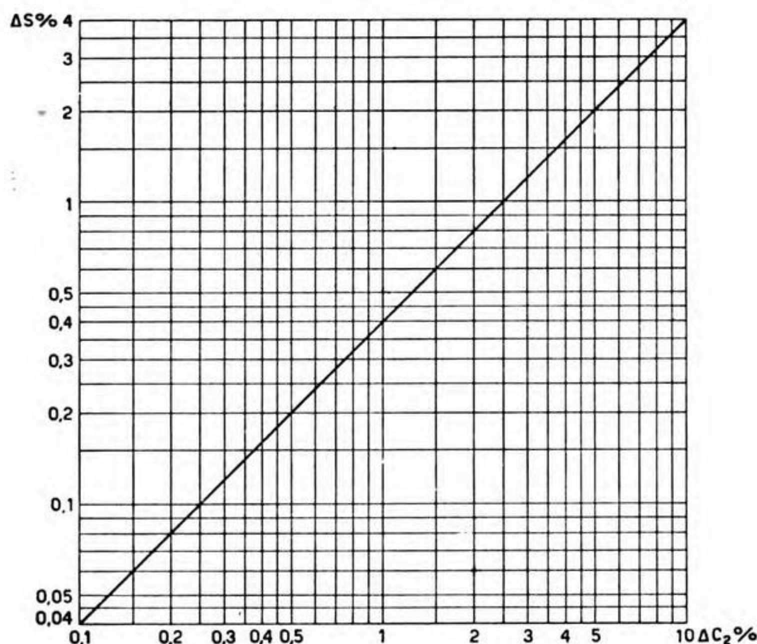


Fig. 7. — Aumento degli scarti di frequenza col variare dell'effettivo valore della capacità variabile C_2.

Come è possibile vedere, ponendo la condizione che l'aumento del disallineamento, causato dalla diversità delle capacità delle sezioni del condensatore variabile, sia uguale a quello calcolato per la normale attuazione del comando unico delle supereterodine (circa 0,5 % per le onde medie e 0,06 % per le onde corte), le differenze di capacità delle sezioni del condensatore variabile debbono essere contenute entro l'1 % nel caso di ricezione di onde medie ed entro lo 0,1 % nella ricezione di onde corte.

Se, come avviene in pratica, tali differenze di capacità sono dell'ordine dello 0,5 % i disallineamenti rimangono bassi nel caso di ricezione di onde medie, ma piuttosto alti nel caso di ricezione di onde corte, per le quali si dovrebbero quindi richiedere condensatori variabili di maggiore precisione.

b) Influenza della diversità fra l'effettivo valore di L_1 ed il valore calcolato. — Primo effetto di un errato valore di L_1, induttanza del circuito o dei circuiti selettori del segnale in arrivo, è un restringimento

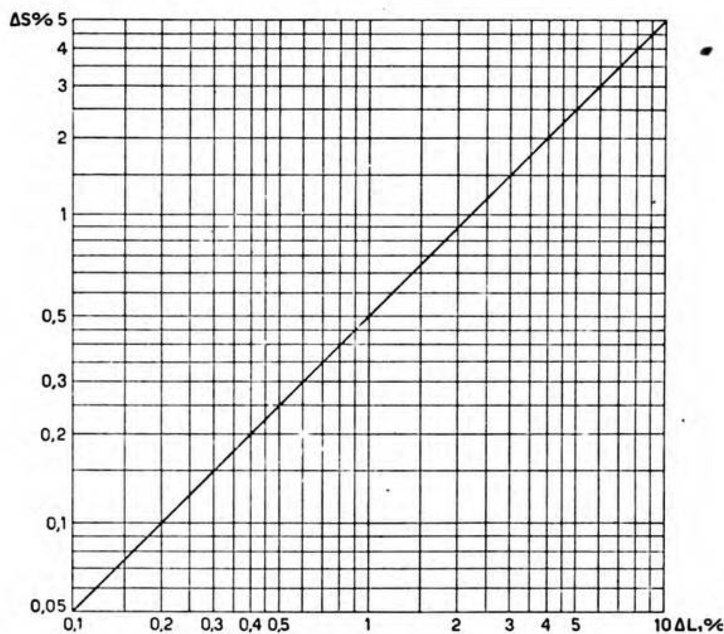


Fig. 8. — Aumento degli scarti di frequenza col variare dell'effettivo valore della induttanza L_1 del circuito selettore.

o un allargamento della banda delle frequenze sulle quali è accordabile il circuito e quindi una minore sensibilità del radioricevitore in corrispondenza ad uno o ad ambedue gli estremi della gamma di frequenze da ricevere. Ma dove maggiormente si risente l'effetto di un errato valore di L_1, è nell'interno della gamma, dove si ottiene un aumento di disallineamento che può essere calcolato nel seguente modo:

$$\frac{dS}{dL_1} = \frac{\partial S}{\partial f_1} \frac{\partial f_1}{\partial L_1} = \frac{f_2 - f_0}{2 L_1 f_1},$$

cioè, supponendo $f_2 - f_0 = f_1$:

$$\frac{d\,S}{d\,L_1} = \frac{1}{2\,L_1}\,,$$

e quindi:

$$\Delta\,S\,\% = \frac{\Delta\,L_1}{2\,L_1} \cdot 100\,.$$

Supponendo che $\Delta\,L_1$ varii dallo 0,1 % al 10 % si ottengono (fig. 8) i corrispondenti aumenti percentuali di disallineamento. Anche qui, siccome $\frac{d\,S}{d\,L_1}$ è indipendente dalla frequenza, gli aumenti percentuali di disallineamento risultano uguali tanto nella gamma delle onde medie quanto in quella delle onde corte. Tenendo però presente che i limiti di disallineamento sono differenti nelle onde medie (0,5 %) e nelle onde corte (0,06 %) si ha che il valore effettivo della induttanza L_1 deve differire, dal valore calcolato, per l'1 % nel caso di ricezione di onde medie e per lo 0,1 % nel caso di ricezione di onde corte.

c) Influenza della diversità fra l'effettivo valore di L_2 ed il valore calcolato. — Supponiamo ora che qualche elemento costituente il circuito dell'oscillatore locale abbia un valore effettivo diverso dal suo valore calcolato.

Se tale elemento è il condensatore di compensazione in serie (*padding*), oppure il condensatore di compensazione in parallelo (*trimmer*), l'effetto di un loro errato valore è nullo, poichè essi vengono automaticamente aggiustati al valore esatto durante l'allineamento, dato che in parallelo a tali condensatori sono normalmente posti compensatori regolabili i quali servono appunto a compensare eventuali differenze di capacità dei condensatori stessi, dei collegamenti, e così via. Sicchè, l'unico elemento su cui normalmente non è possibile agire durante l'allineamento è l'induttanza L_2 del circuito dell'oscillatore locale.

L'incremento di disallineamento al variare dell'effettivo valore di L_2 è dato dalla relazione:

$$\frac{d\,S}{d\,L_2} = \frac{\partial\,S}{\partial\,f_2}\,\frac{\partial\,f_2}{\partial\,L_2}\,\frac{1}{f_1}\,\frac{\partial}{\partial\,L_2}\,\frac{1}{2\,\pi\sqrt{L_2\,C_1\,\dfrac{C_2 + C_3}{C_1 + C_2 + C_3}}} = \frac{f_2}{2\,f_1\,L_2}\,,$$

e quindi:

$$\Delta\,S\,\% = \frac{f_2\,\Delta\,L_2}{2\,f_1\,L_2} \cdot 100.$$

Se supponiamo allora che $\Delta\,L_2$ varii dallo 0,1 % al 10 %, otteniamo (fig. 9) l'incremento di disallineamento nei punti interni della gamma di frequenze da ricevere, ossia nei punti interni all'intervallo $(\alpha - f_0) \div$ $\div\,(\gamma - f_0)$, compreso tra le frequenze di allineamento su cui devono

essere aggiustati i compensatori di regolazione in serie ed in parallelo. Perchè i disallineamenti siano contenuti entro i limiti da noi imposti, è quindi necessario che l'induttanza L_2 del circuito dell'oscillatore locale abbia un valore effettivo che differisca dal valore calcolato per meno dello 0,8 %, nel caso di ricezione di onde medie, e dello 0,1 %, nel caso

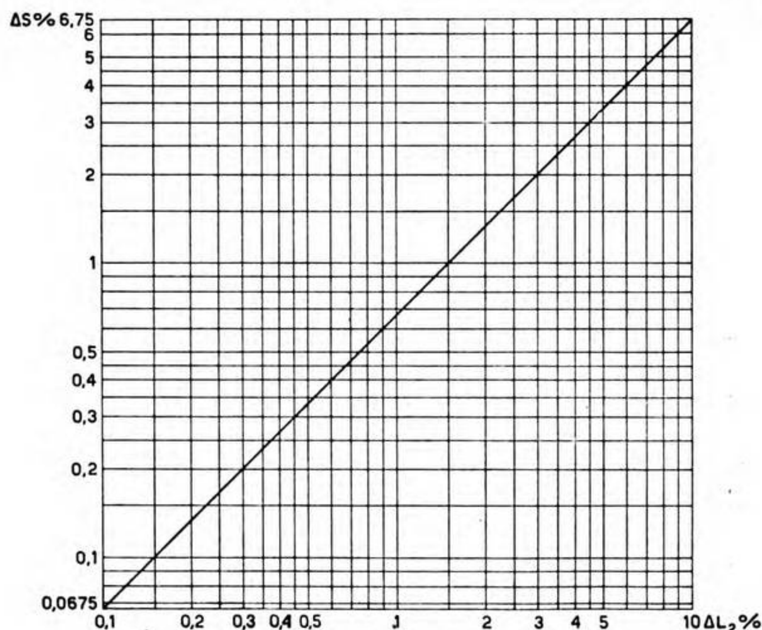


Fig. 9. — Aumento degli scarti di frequenza col variare dell'effettivo valore dell'induttanza L_2 del circuito oscillatorio.

di ricezione di onde corte; ossia l'effettivo valore di L_2 avrà limiti di approssimazione quasi identici a quelli che si richiedono per L_1, induttanza dei circuiti selettori del segnale in arrivo.

d) *Influenza della variazione del valore di* f_0. — Mentre una variazione delle frequenze di allineamento importa un aumento del disallineamento relativamente trascurabile, ben maggiore influenza ha una variazione di f_0, frequenza di accordo dei circuiti a frequenza intermedia.

Si ha infatti:

$$\left|\frac{dS}{df_0}\right| = \left|\frac{1}{f_1}\right|,$$

quindi:

$$|\Delta S|\,\% = \left|\frac{\Delta f_0}{f_1}\right| \cdot 100,$$

e attribuendo a Δf_0 valori variabili dallo 0,1 % al 10 %, si ricava che il massimo errore a cui corrispondono aumenti di disallineamento minori dei limiti da noi suggeriti (fig. 10), è dell'1,5 %, tanto per la gamma di ricezione delle onde medie, quanto per la gamma delle onde corte.

e) Influenza della diversità fra l'effettivo valore di C_1 e il valore calcolato. — Abbiamo precedentemente detto che nella ricezione di fre-

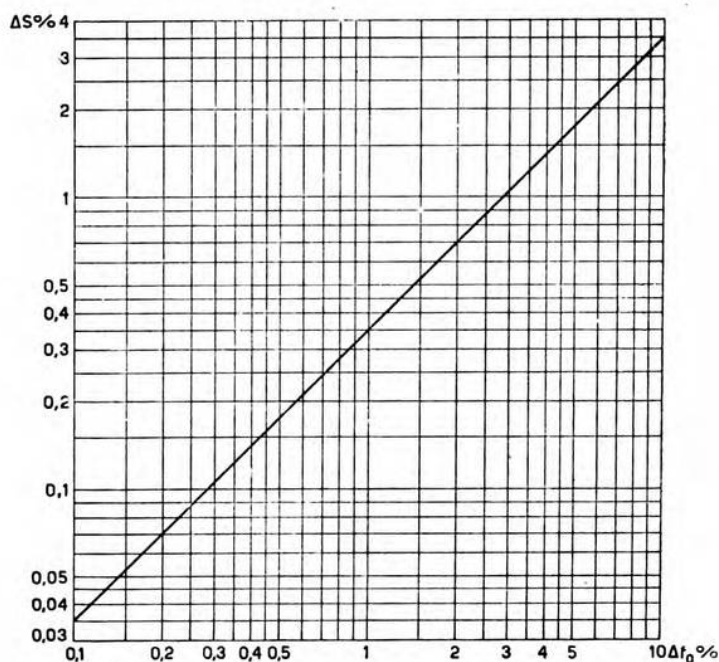


Fig. 10. — Aumento degli scarti di frequenza col variare dell'effettivo valore di f_0, frequenza di accordo dei circuiti a frequenza intermedia.

quenze relativamente alte (superiori a 5 MHz) il condensatore di compensazione in serie C_1 assume valori piuttosto alti, dell' ordine di 5000 μμF. Diviene allora praticamente impossibile disporre in parallelo ad esso un compensatore di regolazione di sufficiente effetto, sicchè il valore del condensatore C_1 non può essere regolato al suo esatto valore.

Siccome è:

$$\frac{d S}{d C_1} = \frac{\partial S}{\partial f_2} \frac{\partial f_2}{\partial C_1} = \frac{1}{8 \pi^2 L_2 C_1^2 f_1 f_2},$$

si ricava:

$$\Delta S \% = \frac{\Delta C_1}{8 \pi^2 L_2 C_1^2 f_1 f_2} \cdot 100,$$

e attribuendo a ΔC_1 valori variabili dallo 0,1 % al 10 %, si ha (fig. 11) che la massima tolleranza ammissibile per C_1 è del 4 %, poichè in corri-

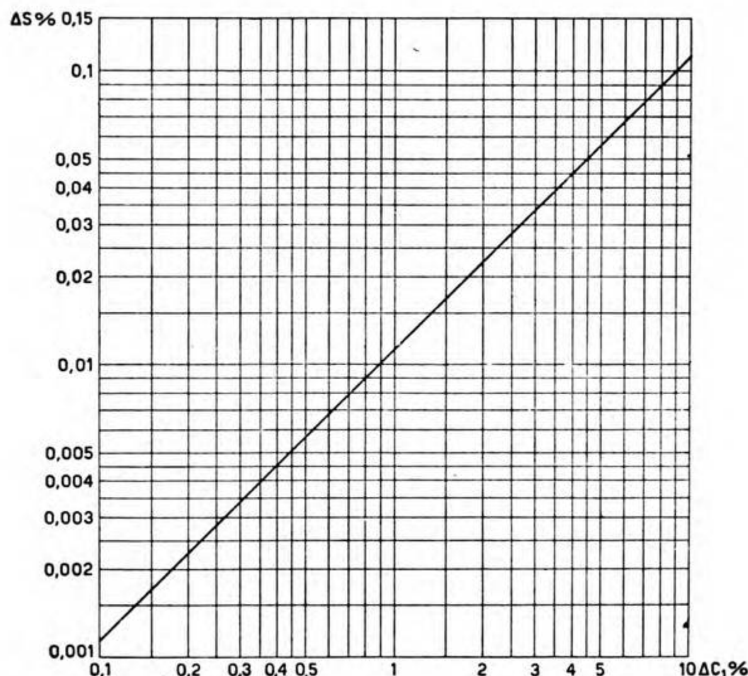


Fig. 11. — Aumento degli scarti di frequenza nelle onde corte col variare dell'effettivo valore di C_1, capacità del compensatore in serie.

spondenza a tale valore l'aumento di disallineamento nella gamma delle onde corte risulta inferiore al limite prefissato.

6. - Metodo semplificato di calcolo.

Le applicazioni del metodo di calcolo esposto nella nota precedente possono risultare alquanto laboriose a causa di alcuni parametri che debbono essere inizialmente calcolati e poi sostituiti nelle relazioni che definiscono il valore da attribuire agli elementi costituenti i circuiti selettori del segnale in arrivo e il circuito dell'oscillatore locale. Può pertanto essere utile studiare un metodo di calcolo che, pur essendo notevolmente più facile, permetta di conseguire risultati assai prossimi a quelli del metodo precedente.

Per la quasi immediata determinazione degli elementi L_1 e C_a costituenti il circuito o i circuiti selettori del segnale in arrivo, attuati

secondo lo schema della figura 1, servono gli abbachi riportati nelle figure 12 e 13.

Per determinare invece il valore degli elementi contenuti nel circuito dell'oscillatore locale, si può usare il seguente procedimento. Si scelgano come frequenze di allineamento del circuito o dei circuiti selettori del segnale in arrivo, le frequenze estreme a e b della gamma di frequenze da ricevere e la frequenza intermedia $\sqrt{a\,b}$ tra queste due, ossia si ponga:

$$\alpha - f_0 = b, \qquad \beta - f_0 = \sqrt{a\,b}, \qquad \gamma - f_0 = a.$$

Siccome le capacità estreme del condensatore variabile sono m ed n, la capacità intermedia y, corrispondente alla frequenza $\sqrt{a\,b}$, rimane determinata in base alla relazione:

$$\frac{y + C_a}{n + C_a} = \left(\frac{a}{\sqrt{a\,b}}\right)^2 = \frac{a}{b},$$

ossia in base alla:

$$y + C_a = (n + C_a)\,\frac{a}{b}.$$

Tenendo presente che è:

$$C_a = \frac{b^2 m - a^2 n}{a^2 - b^2},$$

si ha:

$$[4] \qquad y = \frac{a}{b}\,n + \frac{a - b}{b}\;\frac{b^2 m - a^2 n}{a^2 - b^2} = \frac{a\,n + b\,m}{a + b}.$$

In definitiva sono allora:

$$\alpha = b + f_0, \qquad \beta = \sqrt{a\,b} + f_0, \qquad \gamma = a + f_0,$$

e i rispettivi valori della capacità del condensatore variabile:

$$x = m\,, \qquad y = \frac{a\,n + b\,m}{a + b}, \qquad z = n\,.$$

Supponiamo di attuare il circuito dell'oscillatore locale secondo lo schema della figura 2. I valori di α, β, γ, x, y, z vanno allora sostituiti nella relazione [8] della nota precedente e si ha quindi, dopo alcune semplificazioni:

$$[5] \qquad C_3 = \frac{x\,\alpha^2\,(y - z) - y\,\beta^2\,(x - z) + z\,\gamma^2\,(x - y)}{(x - z)\,\beta^2 - (y - z)\,\alpha^2 - (x - y)\,\gamma^2} =$$

$$= \frac{m\,b\,(b + f_0)^2 - (a\,n + b\,m)\,(\sqrt{a\,b} + f_0)^2 + a\,n\,(a + f_0)^2}{(a + b)\,(ab + 2\,f_0\sqrt{ab}) - 2\,f_0\,(a^2 + b^2) - (a^3 + b^3)}.$$

Il valore numerico così ottenuto per C_3 viene sostituito nella relazione [7] della precedente nota:

$$[6] \qquad C_1 = \frac{(x + C_3)\,(y + C_3)\left(1 - \dfrac{\beta^2}{\alpha^2}\right)}{(y + C_3)\,\dfrac{\beta^2}{\alpha^2} - (x + C_3)} =$$

$$= \frac{[(\sqrt{ab} + f_0)^2 - (b + f_0)^2]\,[a\,(n + C_3) + b\,(m + C_3)]\,(m + C_3)}{[a\,(n + C_3) + b\,(m + C_3)]\,[\sqrt{ab} + f_0]^2 - (a + b)\,(m + C_3)\,(b + f_0)^2}\,.$$

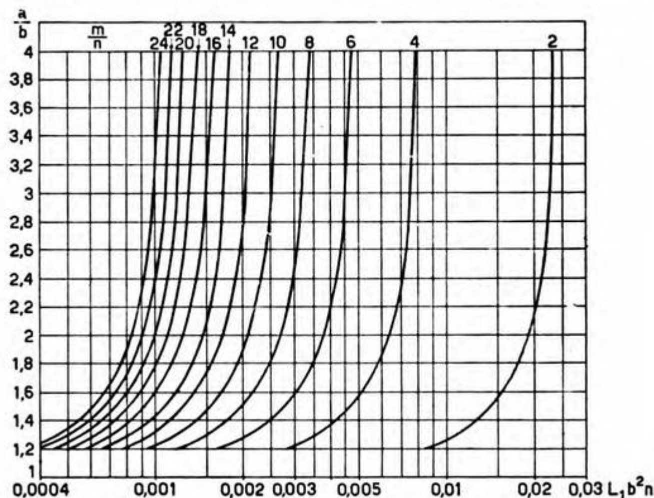


Fig. 12. — Abbaco per la determinazione del valore dell'induttanza L_1 del circuito selettore. In base al rapporto $\frac{m}{n}$, fra le capacità massima e minima del condensatore variabile, e al rapporto $\frac{a}{b}$, fra gli estremi della gamma di frequenze da accordare, il valore dell'induttanza L_1 (in H) si ricava dividendo per $b^2 n$ (b in Hz, n in F) il valore dell'ascissa.

I valori numerici ottenuti tanto per C_3 quanto per C_1 si devono infine sostituire nella relazione [6] della nota precedente, che consente di determinare il valore della induttanza L_2:

$$[7] \qquad L_2 = \frac{C_1 + x + C_3}{4\,\pi^2\,\alpha^2\,C_1\,(x + C_3)} = \frac{C_1 + m + C_3}{4\,\pi^2\,a^2\,C_1\,(m + C_3)}\,.$$

Se invece di usare per il circuito dell'oscillatore locale lo schema della figura 2 si usa quello della figura 3, il procedimento rimane sostanzialmente lo stesso; le relazioni da modificare però, anzichè le [8], [7] e [6], sono le [19], [18] e [17] sempre della nota precedente, che successivamente conducono alle seguenti espressioni:

[8]
$$C_1 = \\ = \frac{bm\,(a+f_0)^2\,[(\sqrt{ab}+f_0)^2-(b+f_0)^2]-an\,(b+f_0)^2\,[(a+f_0)^2-(\sqrt{ab}+f_0)^2]}{a\,(b+f_0)^2\,[(a+f_0)^2-(\sqrt{ab}+f_0)^2]-b\,(a+f_0)^2\,[(\sqrt{ab}+f_0)^2-(b+f_0)^2]},$$

[9]
$$C_3 = C_1\,\frac{\dfrac{m\,(b+f_0)^2}{C_1+m}-\dfrac{(an+bm)\,(\sqrt{ab}+f_0)^2}{a\,(C_1+n)+b\,(C_1+m)}}{b\,(a-b)+2\,f_0\,(\sqrt{ab}-b)},$$

[10]
$$L_2 = \frac{1}{4\,\pi^2\,(b+f_0)^2\left(C_3+\dfrac{C_1 m}{C_1+m}\right)}.$$

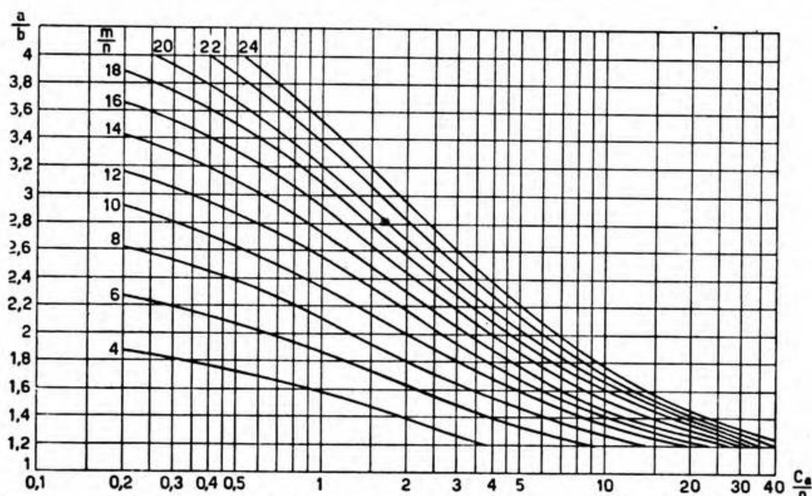


Fig. 13. — Abbaco per la determinazione del valore della capacità C_a del circuito selettore. In base al rapporto $\frac{m}{n}$, fra le capacità massima e minima del condensatore variabile, e al rapporto $\frac{a}{b}$, fra gli estremi della gamma di frequenze da accordare, il valore della capacità C_a si ricava moltiplicando per n il valore dell'ascissa.

Esempio III. — Calcolo degli elementi costituenti i circuiti selettore e oscillatore per un campo di ricezione da 500 a 1500 kHz, utilizzanti un condensatore variabile le cui sezioni abbiano capacità massima e minima rispettivamente di 400 e di 25 μμF. I circuiti a frequenza intermedia siano accordati su 350 kHz e il circuito oscillatore sia attuato secondo lo schema della figura 2.

Calcoliamo anzitutto il valore della capacità del condensatore variabile corrispondente alla frequenza $\sqrt{ab}$ del circuito selettore del segnale in arrivo. Si ha, in base alla [4]:

$$y = \frac{an + bm}{a + b} = 118{,}75 \ \mu\mu F,$$

e i dati sono quindi:

$\alpha - f_0 = b = 500$ kHz, $\beta - f_0 = \sqrt{ab} = 866$ kHz, $\gamma - f_0 = a = 1500$ kHz,

$x = m = 400 \ \mu\mu F$, $y = \dfrac{an + bm}{a + b} = 118{,}75 \ \mu\mu F$, $z = n = 25 \ \mu\mu F$.

Con la sostituzione di questi valori nella relazione [5] ricaviamo:

$$C_3 = 30{,}83 \ \mu\mu F,$$

il quale a sua volta sostituito nella relazione [6] fornisce:

$$C_1 = 540{,}87 \ \mu\mu F.$$

Sostituendo entrambi i valori di C_3 e C_1 nella relazione [7]:

$$L_2 = 146{,}2 \ \mu H.$$

I risultati che ne conseguono sono riportati nella figura 14 (curva 2), dalla quale risulta che si è avuto un lieve peggioramento dell'allinea-

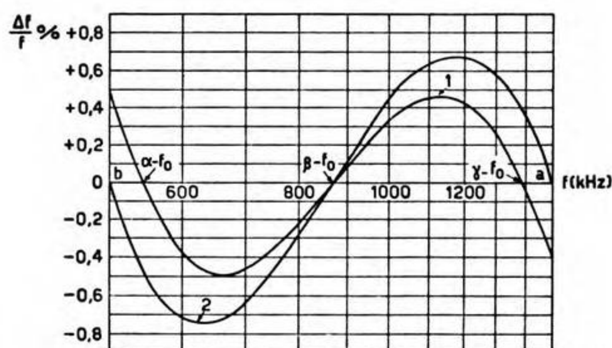


Fig. 14. — Diagrammi degli scarti di frequenza quando gli elementi de circuito oscillatorio siano calcolati secondo il metodo esposto nella nota precedente (curva 1) o secondo il metodo semplificato di calcolo (curva 2).

mento rispetto a quello che consegue all'uso del metodo normale di calcolo (curva 1). Se però alle frequenze di allineamento estreme, anzichè attribuire, come abbiamo fatto sin qui, i valori $\alpha - f_0 = b$ e $\gamma - f_0 = a$, attribuiamo i loro normali valori espressi dalle relazioni:

$$\alpha - f_0 = \sqrt[3]{b^2 \sqrt{\frac{ab}{2}}}, \qquad \gamma - f_0 = \sqrt[3]{a^2 \sqrt{2\,ab}},$$

siccome il valore della induttanza L_2 è assai prossimo a quello ricavato in base al metodo normale di calcolo ($L_2 = 146{,}4\ \mu H$), eseguendo l'allineamento non più agli estremi della gamma ma in corrispondenza delle frequenze di allineamento corrette, gli effettivi risultati saranno assai prossimi a quelli ottenuti nel primo esempio della nota precedente. Ciò è dovuto alla possibilità di variazione dei condensatori C_1 e C_3 le cui capacità assumeranno nell'allineamento il loro valore corretto, quale si otterrebbe usando il metodo normale di calcolo. Analoghi risultati si ottengono se il circuito dell'oscillatore locale viene eseguito secondo lo schema della figura 3 anzichè secondo quello della figura 2, dato che, come vedremo in seguito, i due schemi sono esattamente equivalenti.

APPENDICE

Sulla equivalenza dei circuiti delle figure 2 e 3.

Si è ripetute volte constatato che attuando il circuito dell'oscillatore locale secondo lo schema della figura 2 oppure della figura 3 si ottengono risultati uguali. Dimostreremo ora per via geometrico-analitica e per via puramente analitica la eguaglianza fra i due circuiti sopra detti.

Le equazioni rappresentative di tali circuiti sono: per il circuito della figura 2:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_1 \dfrac{C_2 + C_3}{C_1 + C_2 + C_3}}},$$

e per il circuito della figura 3:

$$f'_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'_2\left(C'_3 + \dfrac{C'_1 C_2}{C'_1 + C_2}\right)}}.$$

Tali equazioni, come abbiamo già visto, rappresentano due iperboli aventi come punti impropri $C_2 = \infty$ e $f_2 = \infty$. Per $C_2 = \infty$ si ha:

$$f_{2(\infty)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_1}}, \qquad f'_{2(\infty)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'_2 (C'_1 + C'_3)}}.$$

Perchè invece sia $f_2 = \infty$ deve essere:

$$C_2 = -C_3, \qquad C_2 = -\frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3}.$$

Le due iperboli dei circuiti delle figure 2 e 3 hanno fra loro tre punti propri in comune, che sono le tre frequenze α, β, γ, in cui tali iperboli incontrano la curva delle $f_1 + f_0$. Ricordando che due iperboli coincidono quando hanno in comune, oltre a tre punti propri, anche i due punti impropri, ossia gli asintoti, debbono essere:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'_2 (C'_1 + C'_3)}} ,$$

e:

$$- C_3 = - \frac{C'_1 C'_3}{C'_1 + C'_3} .$$

Semplificando, si deve quindi avere:

$$L_2 C_1 = L'_2 (C'_1 + C'_3), \qquad C_3 = \frac{C'_1 C'_3}{C'_1 + C'_3} .$$

Attribuiamo ai vari elementi il loro valore dato dalle relazioni [8], [9], [10], [19], [20] e [21] della precedente nota. Si ottiene, dopo qualche semplificazione, per il circuito della figura 2:

$$L_2 C_1 = \frac{\beta^2 (x - z) - \alpha^2 (y - z) - \gamma^2 (x - y)}{4 \pi^2 [\beta^2 \gamma^2 (y - z) + \beta^2 \alpha^2 (x - y) - \alpha^2 \gamma^2 (x - z)]} ,$$

e per il circuito della figura 3:

$$L'_2 (C'_1 + C'_3) = \\ = \frac{\begin{array}{r}(x - y)(x - z)(y - z)(\gamma^2 - \alpha^2)(\gamma^2 - \beta^2)(\beta^2 - \alpha^2) + \\ + [\alpha^2 \gamma^2 (x - z) - \gamma^2 \beta^2 (y - z) - \alpha^2 \beta^2 (x - y)] \times \\ \times [x (y - z)(\gamma^2 - \alpha^2) - y (x - z)(\gamma^2 - \beta^2)]\end{array}}{\begin{array}{r}4 \pi^2 [\alpha^2 \gamma^2 (x - z) - \gamma^2 \beta^2 (y - z) - \alpha^2 \beta^2 (x - y)] \times \\ \times [x \beta^2 (y - z)(\gamma^2 - \alpha^2) - y \alpha^2 (x - z)(\gamma^2 - \beta^2)]\end{array}} .$$

Mediante alcune semplificazioni non difficili, l'ultima espressione può venire ricondotta ad una espressione identica a quella che si ha per $L_2 C_1$. Ciò dimostra quindi la eguaglianza fra le due frequenze limiti $f_{2(\infty)}$ e $f'_{2(\infty)}$.

Analogamente può venire dimostrato che è:

$$C_3 = \frac{C'_1 C'_3}{C'_1 + C'_3} .$$

Infatti:

$$C_3 = \frac{x \alpha^2 (y - z) - y \beta^2 (x - z) + z \gamma^2 (x - y)}{(x - z) \beta^2 - (y - z) \alpha^2 - (x - y) \gamma^2} ,$$

e:

$$\frac{C'_1 C'_3}{C'_1 + C'_3} = \frac{[\alpha^2 \beta^2 (x-y) z + \beta^2 \gamma^2 (y-z) x - \alpha^2 \gamma^2 (x-z) y] \times [x (y-z)(\gamma^2 - \alpha^2) - y (x-z)(\gamma^2 - \beta^2)]}{(x-y)(x-z)(y-z)(\gamma^2-\alpha^2)(\gamma^2-\beta^2)(\beta^2-\alpha^2) + [x (y-z)(\gamma^2-\alpha^2) - y (x-z)(\gamma^2-\beta^2)] \times [\alpha^2 \gamma^2 (x-z) - \gamma^2 \beta^2 (y-z) - \alpha^2 \beta^2 (x-y)]}.$$

Sviluppando e semplificando questa ultima relazione, si ottiene per $\frac{C'_1 C'_3}{C'_1 + C'_3}$ una espressione identica a quella scritta per C_3 in base alla [8].

Resta così dimostrato che le due curve rappresentative delle equazioni dei circuiti delle figure 2 e 3, oltre ad avere in comune i tre punti α, β e γ, hanno in comune anche gli asintoti e quindi coincidono in ogni punto.

Ad identico risultato si perviene per via puramente analitica. Perchè siano in ogni punto coincidenti le equazioni dei due circuiti:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_1 \frac{C_2 + C_3}{C_1 + C_2 + C_3}}}, \quad f'_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L'_2 \left(C'_3 + \frac{C'_1 C_2}{C'_1 + C_2}\right)}},$$

deve evidentemente essere:

$$L_2 C_1 \frac{C_2 + C_3}{C_1 + C_2 + C_3} = L'_2 \left(C'_3 + \frac{C'_1 C_2}{C'_1 + C_2}\right).$$

Tenendo presenti le relazioni che definiscono il valore dei vari elementi, si ha, per il circuito della figura 2:

$$L_2 C_1 \frac{C_2 + C_3}{C_1 + C_2 + C_3} = \frac{[(C_2 - y)(x-z)\beta^2 - (C_2 - x)(y-z)\alpha^2 - (C_2 - z)(x-y)\gamma^2] \times [(x-z)\beta^2 - (y-z)\alpha^2 - (x-y)\gamma^2]}{4\pi^2 \{[(C_2 - y)(x-z)\beta^2 - (C_2 - x)(y-z)\alpha^2 - (C_2 - z)(x-y)\gamma^2] \times [\beta^2 \gamma^2 (y-z) + \alpha^2 \beta^2 (x-y) - \alpha^2 \gamma^2 (x-z)] + (x-y)(x-z)(y-z)(\gamma^2-\alpha^2)(\gamma^2-\beta^2)(\beta^2-\alpha^2)\}},$$

mentre per il circuito della figura 3:

$$L'_2 \left(C'_3 + \frac{C'_1 C_2}{C'_1 + C_2}\right) = \frac{[\alpha^2 \gamma^2 (x-z) - \gamma^2 \beta^2 (y-z) - \alpha^2 \beta^2 (x-y)] \times [x (y-z)(\gamma^2-\alpha^2) - y (x-z)(\gamma^2-\beta^2)] + C_2 (x-y)(x-z)(y-z)(\gamma^2-\alpha^2)(\gamma^2-\beta^2)(\beta^2-\alpha^2)}{4\pi^2 [x \beta^2 (y-z)(\gamma^2-\alpha^2) - y \alpha^2 (x-z)(\gamma^2-\beta^2)] \times [\alpha^2 \gamma^2 (x-z) - \gamma^2 \beta^2 (y-z) - \alpha^2 \beta^2 (x-y)]}.$$

Semplificando l'ultima espressione, si ottiene per $L'_2 \left(C'_3 + \frac{C'_1 C_2}{C'_1 + C_2} \right)$ un valore identico a quello che si ha per $L_2 C_1 \frac{C_2 + C_3}{C_1 + C_2 + C_3}$.

Rimane così dimostrato che per ogni valore della capacità variabile C_2, le frequenze di risonanza dei circuiti delle figure 2 e 3 sono identiche, e quindi i due circuiti sono esattamente equivalenti.

LETTERE AL DIRETTORE

Prove su laringofoni.

Ho letto con molto interesse l'articolo di A. Ferrari-Toniolo sulla telefonia fra ambienti rumorosi e penso possano riuscire di qualche interesse alcune osservazioni in proposito.

L'autore ha esaminato e provato laringofoni a carbone e laringofoni piezoelettrici. In questi ultimi anni sono stati sviluppati anche in Italia laringofoni magnetici (1)*, che hanno sui laringofoni a carbone il pregio dell'assenza dei rumori di fondo e su quelli piezoelettrici il pregio della minore fragilità. Con questi laringofoni si possono ottenere comprensibilità ai logatomi molto elevate, eguali o superiori a quelle ottenibili con altri.*

Le conclusioni dell'autore, che laringofoni con elevata comprensibilità siano da preferire ai microfoni anche per aumenti di rumore di 20 phon, non mi sembrano applicabili in tutti i casi. Infatti la comunicazione telefonica può non soltanto avvenire fra locale rumoroso e locale silenzioso, ma (ed è questo il caso più generale) fra locale rumoroso e locale rumoroso. In tal caso il vantaggio che si ottiene con il laringofono diminuisce immediatamente. Quando si trasmette con un microfono fra due locali rumorosi, si ha una comprensibilità di poco minore di quella che si ottiene fra un locale rumoroso e uno silenzioso. Infatti all'orecchio di chi ascolta il rumore giunge per due vie: direttamente dal locale e indirettamente, mescolato alla voce, dal microfono di chi parla. A causa dell'effetto schermante esercitato dai padiglioni telefonici, con i livelli normali di trasmissione, il rumore diretto ha generalmente un livello inferiore di parecchi decibel a quello indiretto ed ha quindi poco effetto sulla comprensibilità, data la riduzione di soglia esercitata dal rumore diretto. Invece, nel caso del laringofono, il rumore indiretto è generalmente trascurabile e quello diretto acquista grande importanza e diventa un efficace fattore di diminuzione della comprensibilità. D'altra parte, con il laringofono le frequenze elevate vengono trasmesse con attenuazione sensibile, dovuta al modo stesso di captazione della voce attraverso tessuti muscolari e quindi, a parità di livello medio di ricezione,

---

(1) Brevetti S.A.F.A.R.-Federici, n. 365401 e n. 443-3003.

rumori anche modesti a quelle frequenze apportano diminuzione di comprensibilità assai più elevata che nel caso dei microfoni.

Le misure sui laringofoni magnetici vengono eseguite presso il Laboratorio S.A.F.A.R. con metodo sostanzialmente analogo a quello descritto dall'autore, ma con misura dello spostamento esclusivamente ottica. Il metodo adoperato dall'autore necessita di apparecchi più complicati, ma permette certo maggiore precisione. Tanto l'uno quanto l'altro peccano però, perchè non tengono conto dell'impedenza meccanica del laringofono. Infatti, essendo il laringofono appoggiato sulla pelle, la tensione da esso generata non può essere proporzionale allo spostamento locale prima che avvenisse l'applicazione del laringofono. In definitiva lo spostamento dipenderà dalla impedenza meccanica del laringofono e da quella dell'organo vibrante.

Inoltre, a parità di energia meccanica o sonora disponibile alle diverse frequenze, lo spostamento varia in ragione inversamente proporzionale alla frequenza, e si può ottenere una linearità di resa per laringofoni del tipo esperimentato dall'autore, soltanto se l'impedenza meccanica del laringofono diminuisce con l'aumentare della frequenza. È questa una condizione facile da soddisfare nel caso del laringofono piezoelettrico, meno facile nel caso di quello a carbone. A variare l'impedenza meccanica, si aggiunge il fatto che il laringofono ha generalmente dimensioni piccole ed è semplicemente appoggiato sulla pelle, e quindi alle basse frequenze tende a muoversi come un corpo unico, in modo che la membrana non ha spostamenti relativi rispetto al corpo. Un aumento di massa del laringofono a parità di altre condizioni, produce sempre un aumento di risposta alle basse frequenze. La impedenza meccanica del laringofono è in ogni modo un fattore assai importante.

È molto difficile valutare l'effetto di tale impedenza, ma presso il Laboratorio S.A.F.A.R. viene adoperato un modello di bocca e gola artificiale del tipo di quelli usati dai dentisti, che riproduce esattamente le dimensioni di una bocca umana e che viene eccitato con un altoparlante applicato alla trachea. Le parti solide sono formate da legno ed osso e le parti muscolari da gomma. Il laringofono è posto nella posizione corrispondente a quella che esso assume in pratica.

Le curve di risposta ottenute con pressione sonora costante all'entrata della laringe, riproducono bene i fenomeni dovuti all'impedenza del laringofono. Io non dubito che un esame approfondito della questione non potrebbe portare a normalizzare anche per il laringofono l'uso di una laringe artificiale: essa dovrebbe avere la stessa funzione della bocca artificiale che si adopera nel caso dei microfoni, e che rende servizi così preziosi al tecnico telefonico.

Vorrei osservare che un miglioramento sensibile della comprensibilità con microfoni si può ottenere, non tanto con lo studio di microfoni direzionali, che discriminino cioè rispetto alla direzione del rumore, quanto con microfoni che discriminino rispetto alle frequenze del rumore.

Nel Laboratorio S.A.F.A.R. sono state eseguite numerose prove per aumentare la direzionalità di microfoni e sono stati eseguiti rilievi su micro-

foni esistenti in commercio e così detti per locali rumorosi, ma non si è mai riusciti ad ottenere ed a constatare effetti direzionali superiori a 3-4 decibel per le basse frequenze più spesso presenti in rumori intensi. La direzionalità mi sembra essere finora un fattore tecnico accessorio, non dominante nella lotta contro i rumori.

Mi sia infine concesso di rallegrarmi con l'autore per l'interessante contributo che ha portato a codesto campo di studio, relativamente così poco trattato.

MAURIZIO FEDERICI.

***

Sono grato all'ingegnere Federici che ha voluto comunicare, a proposito del mio articolo sulla telefonia fra ambienti rumorosi, una serie di notizie, cui dà pregio sia la particolare competenza di chi le fornisce, sia il fatto che provengono da una industria nazionale, ben nota per il suo spirito di iniziativa.

In particolare ritengo di notevole interesse quanto egli dice sui laringofoni magnetici e sui metodi di misura usati per provarli; è da auspicare che sia dato di eseguire e portare a pubblica conoscenza prove su laringofoni di questo tipo speciale, a complemento di quelle eseguite su laringofoni a carbone e piezoelettrici.

Le osservazioni, relative al diverso apprezzamento sull'utilità effettiva del laringofono quando il rumore sia presente tanto alla trasmissione quanto alla ricezione invece che alla sola trasmissione, sembrano potersi riassumere nell'esempio seguente.

Ammesso che l'intensità della parola ricevuta sia in ogni caso di 80 phon (quale si ha, se chi parla è portato a sforzare la propria voce in conseguenza di rumori attorno a lui) e che l'isolamento del padiglione della cuffia per la ricezione telefonica sia di 20 decibel, si può ricavare dai dati del mio articolo la seguente tabella I: da cui risulta da quale punto in là si presenta più vantaggioso l'uso del laringofono che non quello del microfono.

Sarà assai utile ogni contributo che verrà dato allo studio di metodi oggettivi per prove su laringofoni. Nel lavoro già pubblicato, si voleva porre in rilievo che, per le molte difficoltà pratiche che presentano i metodi oggettivi di misura e l'interpretazione dei loro risultati (fra cui quella di un'opportuna valutazione dell'impedenza meccanica offerta, in funzionamento, dal laringofono), debbono attualmente tenersi in grande considerazione i dati complessivi che risultano da misure di tipo telefonometrico e soggettivo come quelle di intelligibilità.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

ANDREA FERRARI-TONIOLO.

TABELLA I.

TIPO DI TRASMISSIONE	Intensità della parola ricevuta (phon)	Rumore dell'ambiente di trasmissione (phon)	Rumore all'orecchio in ricezione (*) (phon)	Intelligibilità (corretta)
Microfono	80	50	(**)	90 %
Laringofono ...	80	(***)	30	80 %
Microfono	80	60	(**)	80 %
Laringofono ...	80	(***)	40	80 %
Microfono	80	80	(**)	60 %
Laringofono ...	80	(***)	60	70 %
Microfono	80	100	(**)	15 %
Laringofono ...	80	(***)	80	50 %

(*) Pari al rumore nell'ambiente di ricezione, diminuito dell'attenuazione della cuffia.

(**) Non influisce sulla ricezione, dato che è soverchiato dal rumore dell'ambiente di trasmissione convogliato per la via microfono-linea-ricevitore.

(***) Non influisce sulla trasmissione, date le caratteristiche del laringofono.

RECENSIONI

APPLICAZIONI VARIE.

S. Malatesta — **Il telescopio elettronico.** (R. G. E., 11-18 novembre 1939, XLVI, 19-20, pag. 455-461, con 16 fig.).

Il telescopio elettronico è un apparecchio che permette la visione diretta degli oggetti illuminati dalla luce infrarossa; esso è un tubo elettronico speciale che trasforma le radiazioni infrarosse in radiazioni visibili.

Non è possibile effettuare tale conversione di frequenza direttamente utilizzando un fenomeno di fluorescenza, come si fa per le radiazioni ultraviolette, poichè l'energia dei fotoni ultrarossi è inferiore all'energia dei fotoni visibili (legge di Stokes). Con le radiazioni ultrarosse si può però ottenere una emissione fotoelettrica per mezzo di catodi speciali costruiti recentemente. L'energia degli elettroni emessi è naturalmente inferiore a quella dei fotoni incidenti, ma è possibile aumentarla, accelerando gli elettroni con un campo elettrostatico, fino a renderla superiore all'energia dei fotoni visibili. Gli elettroni possono allora produrre l'emissione di luce visibile da parte di sostanze fluorescenti speciali.

Il principio utilizzato per ottenere la conversione di una immagine infrarossa in una immagine visibile è il seguente. Un obiettivo fotografico proietta l'immagine ultrarossa sopra un catodo fotoelettrico piano, tanto sottile da essere trasparente alla luce, così che gli elettroni lasciano lo strato sensibile dal lato opposto a quello illuminato. Parallelamente al catodo si trova l'anodo, egualmente piano e trasparente, rivestito da una sottile pellicola di sostanza fluorescente. Gli elettroni, emessi dal catodo in numero proporzionale in ogni punto all'intensità della luce incidente, riproducono una rappresentazione dell'oggetto, del quale, per mezzo di lenti elettroniche, viene prodotta sull'anodo una immagine elettronica che è resa visibile dallo strato fluorescente.

Il sistema ottico elettronico può essere magnetico, elettrostatico o una combinazione dell'uno e dell'altro: i tre metodi sono esaminati successivamente e ne sono esposte le diverse caratteristiche.

La conversione della frequenza della luce è fondata sulla possibilità di provvedere catodi sensibili alle radiazioni ultrarosse. Essi vengono brevemente descritti e ne sono riportate le caratteristiche di sensibilità spettrale.

L'applicazione più importante e più immediata del telescopio consiste nella possibilità di vedere nell'oscurità, o attraverso la nebbia o il fumo, gli oggetti illuminati da radiazioni ultrarosse. *G. G.*

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

S. P. SASHOFF e J. WEIL — **Disturbi generati da sei tempeste tropicali, e determinazione della provenienza delle perturbazioni.** (Proc. I. R. E., novembre 1939, XXVII, 11, pag. 696-700, con 11 fig.).

L'Università della Florida, a Gainesville, e quella di Porto Rico si sono associate per eseguire studi sistematici sulla possibilità di determinare la posizione e i movimenti dei temporali tropicali per mezzo della ricezione dei disturbi atmosferici da essi generati. A tale scopo ciascun centro è stato equipaggiato con due quadri riceventi fissi, uno orientato da est ad ovest e l'altro da nord a sud. L'uscita dei due quadri è rivelata ed amplificata separatamente, e quindi portata a uno dei due gruppi di placche deviatrici di un oscillografo catodico. In tal modo ogni segnale ricevuto produce sullo schermo dell'oscillografo un'immagine rettilinea, diversamente inclinata a seconda della direzione di provenienza del segnale stesso. Le immagini ricevute vengono fotografate nelle due località e i fotogrammi sono posti in relazione reciproca mediante l'invio di segnali di sincronismo, in modo da poter determinare, mediante triangolazione, il centro di origine degli atmosferici.

I risultati delle osservazioni si possono riassumere in quanto segue:

a) fu rilevata una distribuzione casuale dei disturbi, specialmente accentuata nel pomeriggio e nelle prime ore della sera: essa sembra indicare la presenza di sorgenti locali di perturbazioni;

b) un grande numero di disturbi in forma di scariche proviene dalla direzione in cui è segnalata la presenza di un temporale;

c) la direzione di provenienza delle scariche temporalesche presenta una certa persistenza e si mantiene in stretta relazione con i movimenti del centro temporalesco;

d) codeste scariche sembrano sparire con l'esaurirsi del temporale;

e) molte scariche provenienti da una direzione fissa si seguono a gruppi di due o tre, con intervalli tra le scariche di ogni gruppo dell'ordine di 0,05 secondi;

f) le registrazioni migliori si ottengono tra la mezzanotte e il mezzogiorno.

Per meglio verificare la possibilità di studiare i temporali mediante le scariche da essi prodotte, vennero seguiti sei temporali, confrontando poi i dati ottenuti dall'apparecchiatura descritta con quelli forniti dagli uffici meteorologici. In tale occasione fu osservato che il centro meteorologico del temporale raramente coincide con quello da cui sembrano provenire le scariche. Ciò può derivare da errata valutazione della posizione delle apparecchiature, da inesatta posizione delle placche dell'o-

scillografo, da spostamento dei fotogrammi, da errata determinazione della posizione dei temporali, o finalmente dal fatto che i disturbi non provengono dal centro dei temporali, ma, forse, dai loro bordi. Sembra quindi desiderabile moltiplicare i dati di osservazione per approfondire la conoscenza del fenomeno. *R. S.*

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

W. C. HAHN — **Propagazione di energia e conduttanza mutua nei fasci di elettroni con modulazione di velocità.** (G. E. R., novembre 1939, XLII, 11, pag. 497-502, con 2 fig.).

Proseguendo lo studio dei fasci elettronici con modulazione di velocità [1], vien calcolata l'energia che si propaga con le onde di carica spaziale. Il calcolo è reso particolarmente laborioso perchè la carica spaziale rende non lineare il mezzo in cui si propagano le onde, e perchè la considerazione dell'energia richiede di spingere l'approssimazione fino alle quantità del second'ordine, invece di arrestarla a quelle del primo ordine, come era stato fatto nel precedente lavoro. Anche qui la trattazione è svolta sempre in forma matematica, e le espressioni finali, piuttosto complicate, non forniscono utili elementi per il calcolo della potenza trasmissibile mediante le onde di carica spaziale.

Risultati più semplici, e quindi più direttamente utilizzabili, anche se con minore esattezza, sono ottenuti nel calcolo delle ampiezze delle onde di carica spaziale. Esse sono generate applicando una tensione finita fra i bordi di una fenditura praticata nell'involucro metallico, entro cui scorre il fascio elettronico. Dapprima si suppone che la fenditura sia infinitamente sottile e successivamente si considerano le correzioni necessarie per tener conto del suo spessore finito; con qualche semplificazione tutto si riduce all'aggiunta di un fattore correttivo.

In fine i risultati ottenuti consentono di scrivere l'espressione della conduttanza mutua tra due fenditure nell'involucro, in una delle quali è impressa la tensione generatrice, mentre sull'altra è derivato un circuito ricevente.

L'autore afferma, senza dimostrazione, che alcune applicazioni della teoria si sono trovate in ottimo accordo con i risultati sperimentali.
R. S.

FISICA GENERALE.

S. LIFSHITZ — **Fluttuazione della soglia di udibilità.** (J. A. S. A., luglio 1939, XI, 1 - I, pag. 118-121, con 3 fig.).

Una ricerca approfondita sulla legge della durata apparente di un suono ha rivelato, per intensità di sensazione prossime alla soglia di

(1) G. E. R., 1939, XLII, p. 258; A. F., 1939, VIII, p. 801.

udibilità, un nuovo fenomeno che è stato chiamato « fluttuazione della soglia di udibilità ».

La disposizione sperimentale usata è costituita da un oscillatore che trasmette una corrente a 1000 Hz ad un telefono attraverso i contatti di un disco rotante ed un attenuatore. Un osservatore può così sentire degli impulsi sonori opportunamente intervallati. Gli impulsi sono riuniti in gruppi di cinque con una interruzione di 4 s fra un gruppo di impulsi ed il successivo, mentre ciascun impulso ha una durata di 0,4 s con un intervallo di 0,6 s. Si comincia ad inviare all'osservatore, che ascolta con un solo orecchio, gli impulsi con un'intensità corrispondente alla sensazione equivalente di 40 phon, poi l'intensità viene gradualmente diminuita per mezzo dell'attenuatore. Da prima l'osservatore sente chiaramente cinque impulsi distinti la cui durata è apparentemente eguale. Poi, a mano a mano che aumenta l'attenuazione, i segnali divengono più deboli e sembrano più corti pur restando tutti di eguale durata apparente. In seguito viene un momento in cui, statisticamente, uno qualunque degli impulsi sembra più corto degli altri; questo istante viene definito « inizio della fluttuazione della soglia di udibilità ». Aumentando ancora l'attenuazione, in un certo istante ben definito, che l'autore chiama « metà della fluttuazione », un impulso scompare completamente. Con una successiva diminuzione di intensità scompaiono due impulsi, poi tre, e finalmente ne rimane uno solo, che sembra particolarmente breve. Quando anche quest'ultimo scompare, si è raggiunta la soglia di udibilità (fine della fluttuazione).

Viene riportata una tabella, la quale riassume i dati relativi a 17 orecchi. I valori medi trovati sono: 22,5 phon per l'inizio della fluttuazione, 18,5 phon per la metà della fluttuazione, 16,5 phon per la fine della fluttuazione. Dunque, quando un suono diminuisce d'intensità, la percezione di esso diviene instabile ed incerta a circa 6 phon dalla soglia finale. Il valore medio di 16,5 phon, relativo alla fine della fluttuazione, corrisponde al valore trovato da Sivian per la pressione di soglia.

Sembra che la causa della fluttuazione scoperta sia dovuta essenzialmente a fenomeni fisiologici e non a fenomeni fisici. Infatti, con la nota adoperata, la fluttuazione si verifica per livelli di energia sonora dell'ordine di 10^{-15} W/cm^2, cioè per livelli molto più alti di quelli relativi alla fluttuazione della pressione nell'aria dovuta ai moti molecolari, dell'ordine di 10^{-17} W/cm^2. A conferma sta il fatto, che elevando artificialmente il valore della soglia di udibilità con l'affaticamento dell'orecchio, si notano gli stessi fenomeni.

L'autore suppone che la spiegazione di questi processi fisiologici possa aversi dalla teoria di Fletcher sulla determinazione della intensità di sensazione e si propone di confermare tale supposizione con ulteriori ricerche. *Al. Ba.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

C. B. Feldman — **Deviazioni delle onde corte dal cammino lungo il cerchio massimo tra Londra e New York.** (Proc. I. R. E., ottobre 1939, XXVII, 10, pag. 635-645, con 15 fig.).

L'osservazione di evanescenze di carattere particolare ha indotto a pensare che la propagazione delle onde corte possa svolgersi anche lungo percorsi diversi da quello del cerchio massimo. Per confermare tale ipotesi furono eseguite osservazioni sistematiche sulle trasmissioni di Londra mediante un ricevitore installato a Holmdel, N. J., nei « Bell Telephone Laboratories ». Il ricevitore era equipaggiato con due complessi di antenne direttive orientabili, del tipo Musa (1), una delle quali era orientabile entro un largo angolo, ma aveva scarsa direttività, mentre l'altra era fortemente direttiva, ma orientabile entro un angolo relativamente stretto.

Le osservazioni compiute durante otto mesi nel corso del 1937 hanno condotto alle seguenti conclusioni:

1) Quando tutto il percorso delle onde è illuminato, risulta predominante la propagazione « normale », che si svolge lungo il cerchio massimo o nelle immediate vicinanze. Ordinariamente, nè le tempeste ionosferiche, nè le intense perturbazioni che determinano le brusche evanescenze a corto periodo sembrano provocare deviazioni nel percorso delle onde.

2) Quando la propagazione è totalmente o parzialmente compresa nella zona d'ombra, le onde non seguono il solo percorso del cerchio massimo: di solito l'importanza della propagazione « anomala » varia grandemente. In generale la propagazione normale di onde emesse da antenne non esattamente orientate è accompagnata dalla propagazione di onde relativamente intense e diffuse, lungo cammini diversi da quello del cerchio massimo: le antenne trasmittenti orientate più a nord della direzione esatta irradiano onde che seguono un cammino più settentrionale di quello del cerchio massimo e arrivano all'antenna ricevente con considerevole diffusione azimutale. La ricezione di queste onde per mezzo di un'antenna con orientazione fissa dà luogo alle evanescenze « sfarfalleggianti » a cui si è accennato.

È stato osservato un gran numero di casi in cui la ionosfera sembrava incurvata provocando uno scorrimento a nord o a sud del cammino delle onde, indipendentemente o quasi dalla direttività del trasmettitore.

Abbastanza frequentemente il mezzo di trasmissione presenta caratteristiche più complesse, con conseguente manifestazione di numerosi percorsi più o meno deviati da quello normale, e tutti ben distinti l'uno dall'altro, senza fenomeni di diffusione. Il percorso scelto dalle onde, in tal caso, dipende in misura notevole dalle proprietà dell'antenna

(1) Proc. I. R. E., 1937, XXV, p. 841; A. F., 1938, VII, p. 117.

trasmittente; ad esempio un'antenna trasmittente avente la direzione di massima emissione inclinata di 20° o 30° sul cerchio massimo irradia onde che si propagano fuori del cerchio massimo dalla stessa parte dalla quale è inclinata la direzione di emissione. Spesso, quando si sono verificate queste condizioni, è stato osservato il formarsi di due propagazioni secondo cammini così distinti da poter essere separati mediante l'una o l'altra delle antenne riceventi. In tale occasione è stata anche misurata la differenza fra i tempi di propagazione delle due onde, la quale è salita fino a un massimo di 3,35 millisecondi.

Raramente la propagazione lungo zone totalmente o parzialmente in ombra si presenta normale. In tali casi eccezionali il campo in ricezione non dipende, se non nell'intensità, dalle proprietà direttive dell'antenna trasmittente.

A parte i fenomeni di diffusione verso il nord, le più frequenti deviazioni di una certa importanza sono state osservate verso il sud, raggiungendo inclinazioni sul cerchio massimo di 30° o 40°. Esse sembrano essere associate a tempeste ionosferiche di intensità moderata; invece durante due tempeste ionosferiche particolarmente violente furono osservate forti deviazioni verso il sud soltanto all'inizio e alla fine della tempesta, e deboli deviazioni nel corso della massima violenza. Sembra quindi di poter collegare l'esistenza delle deviazioni meridionali all'estensione verso il sud della zona delle aurore boreali, che certamente si verifica durante le tempeste; la massima deviazione verso il sud si verificherebbe quando il limite della zona delle aurore coincide con il cerchio massimo della propagazione normale.

Si ritiene che l'uso di antenne orientabili possa migliorare la ricezione, in specie durante le tempeste ionosferiche. *R. S.*

D. R. GODDARD — **Ricezione transatlantica dei segnali televisivi di Londra.** (Proc. I. R. E., novembre 1939, XXVII, 11, pag. 692-695, con 7 fig.).

Proseguendo [1] nella ricezione sistematica a Riverhead, L. I., N. Y., delle emissioni televisive effettuate da Londra (con le frequenze di 41,5 MHz per il suono e di 45 MHz per la visione) si sono riscontrate alcune anomalie che si ritiene interessante segnalare.

Una sola volta, l'11 novembre 1938, fu percepito un forte segnale a 45 MHz senza che fosse possibile ricevere alcun segnale sulla frequenza di 41,5 MHz. In parecchie altre occasioni il massimo d'intensità dei segnali di una frequenza non corrispondeva con quello dell'altra.

Una discreta concordanza tra i risultati delle misure di campo e i grafici delle massime frequenze adoperabili può essere ottenuta soltanto

(1) Proc. I. R. E., 1937, XXV, p. 1291; R. C. A. Rev., 1937, II, p. 161; A. F., 1938, VII, p. 193; Proc. I. R. E., 1939, XXVII, p. 12; A. F., 1939, VIII, p. 480.

tenendo conto, nel computo di questi ultimi, della polarizzazione di Lorentz.

Le immagini televisive osservate al cinescopio dimostrano la presenza di evanescenze selettive, che introducono grandi variazioni del contrasto. Propagazioni multiple lungo diversi percorsi furono rivelate da sdoppiamenti e oscillazioni delle immagini, queste ultime dovute a ripetizione dei segnali di sincronismo. Tuttavia, qualche volta, furono ricevute immagini sufficientemente chiare. *R. S.*

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

N. Koomans — **Radiodiffusione con bande laterali dissimmetriche.** (Proc. I. R. E., novembre 1939, XXVII, 11, pag. 687-690, con 5 fig.).

Per ovviare alle diverse difficoltà che derivano dalla soppressione parziale o totale di una banda laterale, si propone di separare nel segnale acustico le componenti di frequenza inferiore a 2 kHz da quelle di frequenza superiore e di eseguire una modulazione simmetrica con le prime e una modulazione dissimmetrica su una sola banda con le seconde. Ciò si ottiene in modo abbastanza semplice applicando la prima parte del segnale ad un modulatore ordinario e la seconda ad un sommatore di frequenza azionato dalla stessa portante. Filtri opportuni completano l'eliminazione di eventuali componenti indesiderate.

In un'attuazione sperimentale è stata modulata in tale modo una portante di 15 kHz, che poi con un successivo sommatore veniva trasformata in 160 kHz (frequenza richiesta dal trasmettitore).

Con siffatto sistema, e utilizzando gli odierni canali di 9 kHz, si possono trasmettere senza interferenze componenti di modulazione di frequenza sino a 7 kHz; se ci si accontenta invece di 4,5 kHz (quali si trasmettono oggidì), si può ridurre la larghezza dei canali assegnati alle singole stazioni. I ricevitori attualmente in uso potrebbero continuare ad essere adoperati; con ricevitori speciali sarebbe tuttavia possibile utilizzare completamente i vantaggi offerti dal nuovo sistema di modulazione.

Portando la frequenza di separazione a 1,5 kHz, e quella del limite superiore a 5,5 kHz, si occuperebbe un canale di 7 kHz, cioè, rispetto al sistema attualmente in uso, si economizzerebbero 2 kHz di larghezza di canale e si trasmetterebbe 1 kHz in più di frequenze di modulazione. Alcune prove sperimentali hanno mostrato che un tale schema può essere attuato senza difficoltà. *G. C.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

E. PERUCCA. — *Fisica generale e sperimentale.* Volume I: *Meccanica e calore.* III edizione. — Unione Tipografico-Editrice Torinese, Torino, 1940. — Un volume di XVI-735 pagine, con 684 figure, legato in tela. — Prezzo L. 110.

Questo volume segue a soli tre anni di distanza la pubblicazione della II edizione, di cui A. F. ebbe già a occuparsi (1). Tale rapido succedersi delle edizioni è la migliore prova del favore con cui è stata accolta da scienziati e studiosi questa « Fisica generale », dove le specifiche qualità dell'autore hanno saputo inquadrare nel rigore delle leggi fisiche tutti i concetti fondamentali, che servono di guida nel vasto campo della scienza fisica pura ed applicata.

È favore ben meritato, chè non si saprebbe se lodare di più il misurato senso di equilibrio tra tutti i capitoli della materia o il costante e felice connubio della chiarezza, della precisione, della sobrietà di parola.

In complesso l'opera non ha mutato nessuna delle sue linee fondamentali, ma ha subito sotto la nuova revisione dell'autore frequentissimi ritocchi or soltanto formali, or di aggiornamento, or anche concettuali.

Segnaliamo ad esempio la rielaborazione di vari paragrafi della cinematica sul problema del moto curvo e della composizione dei moti; completamente nuovo può dirsi il modo con cui è introdotto il concetto del sistema inerziale e quindi della legge di azione delle forze nella dinamica; l'uso della bilancia di Eötvös, appena accennato nella precedente edizione, è ora spiegato, in maniera succinta ma chiara, nelle sue linee essenziali; sostanzialmente rifatto è il lungo paragrafo sulla elasticità di compressione uniforme; i recenti progressi nella tecnica degli alti vuoti, dovuti alle ricerche di Hickman e dei suoi collaboratori, sono stati ricordati; per il numero di Avogadro, ed in generale per le costanti fisiche universali, sono introdotti i valori più recenti, sensibilmente diversi, com'è noto, da quelli che fino ad un paio di anni fa erano stati universalmente accolti.

Tra le innovazioni più appariscenti il lettore porrà certo l'introduzione del « newton » (= 10^5 dine) come unità di forza nel sistema « pra-

(1) A. F., 1937, VI, p. 551.

tico » M. K. S. Qui l'autore ben avverte quanto vano sia il tentativo di creare un sistema completamente « pratico », nel senso che tutte le sue unità abbiano una grandezza conveniente; ma sia intanto ben venuto il « newton », se esso può servire a dare il colpo di grazia a quella malaugurata unità di forza che è il « kilogrammo peso ».

Cordialmente auguriamo che il successo già incontrato dall'opera prosegua e si estenda a questa nuova edizione, sia per la cura encomiabile con cui l'autore ha provveduto ad aggiornarla e migliorarla, sia per il valore intrinseco del volume; pensiamo invero che esso sia fra i libri che contribuiscono più ampiamente e sicuramente alla diffusione e alla elevazione della conoscenza delle scienze sperimentali in Italia.

R. D.

*
* *

K. W. WAGNER. — *Operatorenrechnung nebst Anwendungen in Physik und Technik.* — J. A. Barth, Leipzig, 1940. — Un volume di XIV-448 pagine, con 126 figure. — Prezzo R. M. 27,60 (legato R. M. 29,60).

Le prime basi del calcolo operatorio (1) risalgono addirittura a Leibnitz, ma chi per primo ne ha fatto applicazione allo studio dei problemi tecnici — ed a quelli elettrici in particolare — fu Heaviside, a cui si deve la trattazione analitica di numerosi problemi concernenti la propagazione della corrente elettrica sulle linee.

Heaviside non ha stabilito una teoria rigorosa dei procedimenti di calcolo operatorio da lui adottati, ma ha proceduto per geniale intuizione e, talvolta, come egli stesso ha dichiarato, per tentativi, « by experimental trials », raggiungendo risultati del più grande interesse.

Come giustamente fa notare il Wagner, un tale modo di procedere non poteva che essere riservato al genio di Heaviside; ne fa fede il fatto che l'applicazione dei suoi metodi a problemi diversi, ha condotto alcuni autori a risultati erronei. Ciò malgrado la speditezza dei metodi di calcolo di Heaviside ha indotto molti studiosi a ricercarne le basi rigorose, a stabilirne le regole ed i limiti di applicabilità. La prima impostazione rigorosa dei metodi di calcolo operatorio è stata data dal professore Giorgi in due memorie pubblicate rispettivamente nel 1904 e nel 1905 negli Atti dell'Associazione Elettrotecnica Italiana. Successivamente il Carson indicava un'altra impostazione del nuovo metodo di calcolo e giungeva a stabilire, per via diversa, le regole enunciate dal Giorgi.

I lavori più recenti sul calcolo operatorio, direttamente o indirettamente, si ispirano ad una delle due trattazioni indicate; ma ciò non vuol dire che in essi l'argomento sia presentato con un ordine uniforme; al punto che la trattazione di un dato problema può assumere aspetti notevolmente diversi, almeno in apparenza. Ne segue che chi si accinge

(1) Sembra preferibile questa dicitura a quelle di « calcolo operazionale » o « calcolo operatoriale ».

allo studio del calcolo operatorio si trova di fronte ad una insolita difficoltà: quella della scelta del tipo di trattazione. È questo uno dei maggiori ostacoli alla diffusione del metodo degli operatori.

A ciò si deve aggiungere una certa diffidenza sull'impiego del calcolo degli operatori da parte di alcuni matematici ed anche di qualche tecnico. Si ripete troppo spesso *infondatamente* che i procedimenti del calcolo operatorio non riposano su basi teoriche sicure per il fatto già menzionato sopra, che certi procedimenti adottati da Heaviside conducono a risultati errati se applicati a problemi diversi da quelli da lui considerati. Per contro, nessuno ha mai posto in dubbio le regole stabilite dal Giorgi o dal Carson.

Altra obiezione che si muove al calcolo degli operatori è che esso non conduce a risultati che non potrebbero essere ottenuti con altri metodi. È così, ma deve essere riconosciuto che molti problemi sono stati risolti per la prima volta col metodo degli operatori: ben lungo e difficile sarebbe stato ottenerne le soluzioni con i procedimenti classici dell'analisi infinitesimale!

Il libro del Wagner — destinato ai fisici ed ai tecnici, più che non ai matematici puri — costituisce un ottimo e aggiornato quadro dell'argomento, e risponde esaurientemente a tutte le questioni qui sommariamente prospettate.

In esso sono riassunte con grande chiarezza le basi delle varie impostazioni, ciò che fornisce al lettore la possibilità di consultare altre opere senza grande sforzo. Le dimostrazioni e i calcoli sono condotti con esemplare spigliatezza. Merito particolare è quello di mantenere vivo l'interesse del lettore sulle questioni più delicate e di maggiore importanza.

Circa le nozioni di calcolo necessarie per lo studio del libro, l'autore dice che esse sono quelle possedute normalmente dagli ingegneri che si occupano di questioni teoriche: occorre forse chiarire che le nozioni di analisi che formano oggetto dei normali corsi d'ingegneria non sono sufficienti per lo studio dell'opera. L'ingegnere che ad esso vuol dedicarsi deve completare la propria preparazione con lo studio di qualche nozione sulla teoria delle funzioni di variabile complessa, di alcune funzioni quali quelle di Bessel ed altre. Molto opportunamente dunque sono state raccolte in appendice le nozioni essenziali sui complementi di analisi necessari per la esatta comprensione del testo. *A. M. A.*

***

E. HIEDEMANN. — *Grundlagen und Ergebnisse der Ultraschallforschung.* — W. de Gruyter, Berlin, 1939. — Un volume di IX-287 pagine, con 228 figure, una tavola a colori fuori testo e 21 tabelle, legato in tela. — Prezzo R.M. 24.

Questo libro, vivamente atteso da chi segue gli sviluppi scientifici e tecnici che la fisica degli ultrasuoni ha avuto recentemente, appare con un contenuto e in una veste superiori ad ogni aspettativa. L'autore,

che ebbe già a redigere nel 1929 un articolo riassuntivo sul medesimo argomento, porta, nel nuovo volume, la dottrina e l'esperienza personale di uno studioso il quale, insieme con i numerosi suoi collaboratori, ha il merito di molti risultati fondamentali conseguiti in questi ultimi anni.

L'opera è suddivisa in quattro parti: I - La generazione degli ultrasuoni. II - Metodi di esplorazione del campo ultrasonoro. III - Propagazione degli ultrasuoni. IV - Effetti ed applicazioni tecniche degli ultrasuoni.

Ciascun argomento è ulteriormente suddiviso secondo una traccia aderente ai criteri fisici che guidano tutta l'esposizione. Questa non consiste in una semplice enunciazione di teorie e di risultati sperimentali, ma incide profondamente nelle questioni trattate, le coordina, ne trae motivo per suggerire nuove ricerche. Non è possibile segnalare in breve tutte le particolarità cui l'autore ha rivolto la sua attenzione; eccone tuttavia alcune salienti.

Nella prima parte, trattando dei generatori piezoelettrici, si mettono in evidenza, con chiarezza che non si riscontra in altre esposizioni, le modalità secondo cui avvengono le vibrazioni della piastrina di quarzo, in dipendenza dei diversi parametri a disposizione (frequenza, forma e dimensioni del quarzo, tipo della montatura, natura del mezzo, e così via). Sviluppo adeguato è poi dato alla rassegna dei metodi meccanici e ottici per l'esplorazione del campo ultrasonoro, ed alla interpretazione, non sempre facile, dei risultati sperimentali.

Nella parte dedicata alla propagazione trovano posto i risultati che i metodi ottici hanno consentito di raggiungere, in particolare per quanto riguarda i fenomeni di diffrazione e di interferenza. Minore rilievo si dà invece alle esperienze di rifrazione, cui si accenna nel capitolo sulla utilizzazione dell'effetto Lucas-Biquard. Assai interessante, anche perchè indica la via per nuove ricerche, è un paragrafo che tratta delle onde di grande ampiezza. Questa terza parte termina con una opportuna segnalazione della scarsità di dati sperimentali relativi all'assorbimento della radiazione ultrasonora nei solidi.

Le applicazioni tecniche, le quali hanno da poco superato la fase che può dirsi di laboratorio, ma sono ricche di promesse, hanno nel libro un posto adeguato. In opportuno rilievo appaiono i problemi inerenti alla modulazione della luce, alla determinazione delle costanti elastiche dei solidi, ed alla possibilità di usare gli ultrasuoni per ottenere dispersioni di solidi in liquidi.

Il libro termina con una serie di tabelle molto utili, che è da augurare vengano nelle prossime edizioni ancora accresciute di numero ed integrate con grafici, cosicchè il libro perfezioni ulteriormente il carattere di una vera piccola enciclopedia sugli ultrasuoni.

La rassegna bibliografica contiene ben 1346 citazioni. Ad essa è aggiunto molto opportunamente un elenco per materie delle citazioni stesse. *A. G.*

***

G. Oberdorfer. — *Lehrbuch der Elektrotechnik.* Band I: *Die wissenschaftlichen Grundlagen der Elektrotechnik.* — R. Oldenbourg, München u. Berlin, 1939. — Un volume di 460 pagine, con 272 figure e 1 tavola, legato in tela. — Prezzo R. M. 19,50.

Il successore del professore Küpfmüller sulla cattedra di Elettrotecnica del Politecnico di Berlino presenta un nuovo trattato, per più riguardi meritevole di menzione. Esso occuperà tre volumi, di cui il presente è il primo, dedicato ai fondamenti scientifici; il secondo tratterà dei metodi di calcolo dell'elettrotecnica, ossia dei procedimenti matematici, dei diagrammi e dei luoghi geometrici, della teoria dei bipoli e dei quadripoli; il terzo studierà l'ampio campo delle applicazioni dell'elettrotecnica e delle inerenti trattazioni teoriche.

Già dal primo volume si rileva che l'opera mira ad una meta elevata e non teme di tentare nuove vie.

Mentre i trattati più noti appariscono indirizzati in maggiore o minore misura verso una speciale tendenza, sia essa la tecnica delle correnti forti e delle alte tensioni, sia la tecnica delle comunicazioni o sia infine la costruzione delle macchine elettriche, l'autore vuole qui tenere conto in eguale misura di tutti codesti campi e presentare quindi un'opera che abbraccia l'intera elettrotecnica. Egli si propone pertanto di mettere in luce sistematicamente i legami che sussistono tra quei diversi settori, al fine di rendere più agevole al tecnico il passaggio dall'uno all'altro di essi e di fornire a ciascuno più ricchi spunti per ulteriori ricerche e per lavori di applicazione e di sviluppo.

A tal fine occorre riservare ampio spazio alle leggi fondamentali ed alla loro comprensione dal punto di vista fisico, dando speciale rilievo al modo di penetrare nell'essenza dei procedimenti, dei fenomeni e delle leggi relative.

Particolare attenzione viene dedicata anzi tutto ai sistemi di misura e di unità, accettando i concetti fondamentali del Giorgi ed assumendo come quarta grandezza fondamentale la quantità di elettricità Q. Si hanno così per il sistema di misura fisico le grandezze fondamentali: lunghezza l (cm), massa m (g), tempo t (s) e carica elettrica $Q\left(\frac{1}{3}10^{-9}\text{C}\right)$.
Per il sistema di misura elettrico l'autore adotta come grandezza fondamentale, in luogo della massa, la forza P, con l'unità «newton» = = 10,2 kilogrammi peso = 10^7 dine [1], e inoltre il metro, il secondo ed il coulomb.

[1] Come si rileva dal confronto con quanto viene riferito nelle ultime linee della pagina 248 del presente fascicolo, il «newton» di cui si parla qui non è quello corrispondente al sistema M. K. S., pari a 10^5 dine (*N. d. R.*).

Si può essere più o meno d'accordo con l'introduzione della quantità di elettricità come grandezza fondamentale in luogo della resistenza, ovvero della intensità di corrente, che sarebbero state forse preferibili; ma è da rilevare il fatto che nel trattato si trovi introdotto ed adoperato in modo conseguente e sistematico un sistema di unità con quattro grandezze fondamentali. I vantaggi che questo procedimento offre per una buona comprensione delle singole grandezze e dei loro rapporti, apparisce chiaramente nel volume.

Data l'estensione che l'elettrotecnica ha ormai raggiunto, l'autore ha riconosciuto la necessità di introdurre nei principi scientifici anche un capitolo sulla struttura della materia. Così pure, per tenere conto delle esigenze moderne, lo studio dei campi elettrici e magnetici si estende anche a quello delle correnti di elettroni e di ioni e delle loro applicazioni. Si aggiunge un'ampia esposizione di quanto riguarda le correnti alternate ed un breve capitolo sulle onde elettromagnetiche. In fine sono riportate una raccolta di tutte le formule ed una tabella con le grandezze fondamentali di ciascun sistema di misura.

L'esposizione è talora alquanto diffusa; ma è mantenuta in un tono vivace ed attraente, così che probabilmente non soltanto i giovani, ma anche gli specialisti consulteranno volentieri il volume. *E. F. P.*

***

W. Bausch. — *Schalldämmungs-Messungen im Laboratorium und in fertigen Gebäuden.* — R. Oldenbourg, München u. Berlin, 1939. — Un fascicolo di 33 pagine, con 44 figure e 7 tabelle. — Prezzo R.M. 6,50.

Il fascicolo, che è il ventesimo della seconda serie della collezione dei numeri speciali pubblicati dalla rivista « Gesundheits-Ingenieur », costituisce come gli altri una piccola, ma pregevole monografia.

L'argomento del potere fonoisolante dei divisori e dei solai è stato in questi ultimi anni oggetto di importanti lavori ed è giunto oramai ad un notevole grado di maturità, tale cioè da poter offrire una visione assai ben definita; dopo il volume dello Schoch, già recensito (1), quest'altro nuovo contributo dei laboratori tedeschi di acustica è molto interessante anche perchè, oltre ad apportare un'ulteriore messe di dati sperimentali, tali da convalidare alcune delle conclusioni note, in esso si svolge un esame critico dei metodi e degli apparecchi usati nelle misure.

La prima parte è dedicata all'esposizione succinta delle teorie sull'isolamento dei suoni, sia propagantisi nell'aria (*Lüftschall*), sia nelle strutture (*Körperschall*); non sembra che essa contenga nulla che già

(1) A. F., 1938, VII, p. 271.

non fosse ampiamente noto, ma costituisce tuttavia un'utile e necessaria introduzione.

Nella seconda parte si illustrano i metodi e gli apparecchi; si descrivono così il generatore a battimenti a tono ululato, dandone lo schema, ed uno strumento per il confronto diretto della pressione sonora nelle due camere usate nella misura del potere fonoisolante di tramezzi e solai. Particolarmente nutrito è il paragrafo dedicato alla misura del rumore trasmesso per calpestio nei solai, con uno studio documentato della macchinetta usata nelle prove.

La terza parte espone i risultati delle misure effettuate, parte presso il laboratorio di Fisica Tecnica dell'Università di Stoccarda, già ben noto per altri pregevoli lavori nello stesso campo, e parte in edifici in costruzione o costruiti. Gli elementi ottenuti sono dapprima discussi, quindi raccolti in sei tabelle, le quali riescono del massimo interesse, sia per il confronto fra risultati di laboratorio e risultati tratti dalle costruzioni reali, sia per la notizia che in parecchi casi viene data della frequenza propria di vibrazione e dello smorzamento.

Mentre il potere isolante delle pareti semplici e multiple può essere precalcolato con sufficiente approssimazione, il potere isolante dei solai è di assai più difficile previsione; la misura dell'isolamento per il rumore generato dal calpestio è in più influenzata dalle caratteristiche della macchinetta che si adopera. Si segnala la relativa difficoltà ad attuare solai con isolamento sufficiente senza dipartirsi dai modi normali di costruzione.

La bibliografia contiene la citazione di sessantaquattro lavori o libri e cioè di quelli che si possono considerare i più importanti; non se ne riporta nessuno italiano e questo è forse troppo poco. *An. Gi.*

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Problemi di acustica. — Come riferisce la *Ricerca Scientifica* nel fascicolo di marzo 1940, in una delle riunioni periodiche presso l'Istituto Nazionale di Elettroacustica O. M. Corbino in Roma, sono stati prospettati dal professore Vecchiacchi alcuni problemi di acustica, fra i molti che appariscono oggi meritevoli di nuovi studi.

Ad esempio, la determinazione del comportamento di un generatore di suoni, vista sotto l'aspetto delle relazioni di corrispondenza tra i risultati forniti dalle prove di ascoltazione e quelli delle misure elettroacustiche; così, le indagini sui tipi di filtri usati dagli sperimentatori per determinare l'influenza sulla qualità della musica e sulla intelligibilità della parola, di alterazioni di vario genere nella curva di risposta in funzione della frequenza.

Altre questioni importanti sorgono dalla difficoltà di effettuare determinazioni significative circa l'effetto delle distorsioni sulla qualità della musica e sull'intelligibilità della parola, nonchè circa l'effetto dei rumori su queste ultime; ed è da rilevare l'opportunità di compiere indagini accurate per determinare la banda di frequenza ottima per un dato rapporto tra livello della parola e livello del disturbo.

Del problema della demoltiplicazione della frequenza dei suoni, riconosciuto degno, per la sua importanza pratica e concettuale, di un esame approfondito sia teorico sia sperimentale, sono state esposte le soluzioni finora attuate e le difficoltà ancora da superare, come quella della rimoltiplicazione della frequenza del suono « demoltiplicato », per il fattore secondo cui ha avuto luogo la demoltiplicazione: problema la cui soluzione permetterebbe di raggiungere il considerevole risultato pratico di trasmettere fedelmente un suono entro una banda di frequenza di larghezza ridotta.

Sono state altresì enunciate: indagini sulla propagazione dei suoni nell'atmosfera, di notevole interesse anche dal punto di vista militare; questioni inerenti all'influenza che la riverberazione esercita sulla qualità della musica e sull'intelligibilità della voce, questioni a proposito delle quali sarebbe utile ed opportuno integrare rilievi e dati pratici già ricavati da sperimentatori stranieri; temi relativi alle caratteristiche

auditive dell'orecchio umano; proposte per una « storia del suono » e per un lavoro di unificazione fra il linguaggio dei fisici e il linguaggio dei musicisti in materia di acustica; in fine l'opportunità di rilievi sistematici, eseguiti con i mezzi più moderni, delle caratteristiche acustiche di antichi edifici, templi e teatri. *Ca. Gi.*

Sviluppo dell'industria radio americana. — In base a dati statistici, raccolti a partire dal 1922, J. Weinberger analizza e commenta nel fascicolo di novembre 1939 dei *Proc. I. R. E.* le tendenze economiche fondamentali nella radioindustria americana, con particolare riguardo alla produzione e alla vendita dei ricevitori per radiodiffusione e dei relativi tubi.

I radioricevitori richiesti in commercio vengono classificati sotto sei voci: 1) ricevitori di primo acquisto (cioè da parte di privati che non ne hanno mai posseduti); 2) ricevitori di sostituzione; 3) ricevitori secondari (tipi economici, acquistati in genere come soprappiù dalle famiglie); 4) ricevitori per usi diversi da quelli famigliari (scuole, chiese, stabilimenti, e così via); 5) ricevitori per automobile; 6) ricevitori per esportazione.

Corrispondentemente i tubi sono classificati secondo i tre principali usi: 1) per ricevitori nuovi; 2) per sostituzione; 3) per esportazione.

Com'è naturale, la prima categoria di radioricevitori ha fornito l'incremento principale alla produzione dal 1922 al 1929; è cominciata poi una diminuzione che tende tutt'ora a continuare. Ancora in aumento è invece la richiesta di apparecchi di sostituzione, e decisamente in aumento quella di apparecchi secondari, per automobile e per esportazione. In conclusione si prevede una produzione media annua totale, più o meno stazionaria, di circa 7 milioni di radioricevitori.

Gli apparecchi per ricezione televisiva non sembra possano portare contributi notevoli allo sviluppo dell'industria radio, almeno nei prossimi dieci anni, dato che si ha ragione di credere che la loro domanda cresca in modo lento.

Interessanti sono i dati riguardanti i tubi elettronici. La produzione è in continuo aumento: dal milione che se ne è messo in commercio nel 1922, si è saliti a 98 milioni nel 1936; per il 1947 si prevede una produzione di 142 milioni. In continuo aumento sono i tubi richiesti dall'esportazione, ma la percentuale maggiore è sempre data da quelli destinati a sostituzioni negli apparecchi già esistenti. È curioso notare che la vita media dei tubi nei ricevitori domestici è salita da 1,65 anni nel 1924 a 4,58 nel 1938 e tende a crescere ulteriormente; ammesso un uso giornaliero di 4 ore, un tubo viene quindi ad essere utilizzato in media per oltre 6000 ore, di fronte alle 1000 solitamente indicate dai costruttori.
F. C.



Vol. IX - N. 4 Aprile 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Vol. IX - N. 4 Aprile 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. IX - N. 4 Aprile 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

PUBBLICAZIONI DELL' A. E. I.

L'ELETTROTECNICA - Periodico quindicinale.
Giornale ed atti dell'A. E. I. (si pubblica il 10 e il 25 di ogni mese). gratis ai Soci

Annate arretrate, antecedenti al 1938	cad.	L.	100 —
Annate arretrate dal 1938 in avanti	cad.	»	150 —
Abbonamento: per il Regno		»	150 —
per l'Estero		»	200 —
Un numero separato: per il Regno		»	6,50
per l'Estero		»	8,50

ALTA FREQUENZA - Periodico mensile.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e Acustica applicata.

Annata 1932		L.	30 —
Annate 1933-34-35-36-37	cad.	»	40 —
Annate 1938 e 1939	cad.	»	50 —
Abbonamento 1940		»	50 —
per i Soci ERI e SIF		»	40 —
Un numero separato antecedente al 1936		»	10 —
Un numero separato dal 1936		»	6 —

ANNUARIO A. E. I. - N. 1 (Gennaio) - Elenco Soci . . . . prezzo L. 10 — gratis ai Soci
N. 2 (Luglio) - Repertorio Elettrotecnico . . . . prezzo » 10 — gratis ai Soci

NORME DEL C. E. I — per i Soci

				per i Soci
Linee Aeree (**cap. III, Norme Impianti**)	cad.	L.	3 —	L. 2 —
Norme Impianti Elettrici di Bordo	cad.	»	9 —	» 6 —
Norme Simboli e Notazioni - **Segni Grafici** - **Turbine** Idrauliche - **Turbine a vapore** - **Lampade** ad **Incandescenza** - **Conduttori** in rame nudo - **Conduttori** in alluminio - **Conduttori** di bronzo - **Isolatori** di porcellana - **Isolatori** di vetro - **Isolatori** per bassa tensione - **Macchine** elettriche per trazione - **Linee** di contatto per ferrovie - **Raddrizzatori** a vapori di Hg - **Oli** isolanti - **Impianti elettrici** - **Impianti** elettrici nei teatri - **Impianti** elettromedicali - **Tubi** elettronici - **Protezione** radioaudizioni - **Trasformatori** di misura - **Contatori** monofasi - **Strumenti** indicatori - **Dielettrici** - **Interruttori** in olio - **Cavi** in carta impregnata - **Accumulatori** al piombo	cad.	»	4,50	» 3 —
Raccolta completa Norme sconto del 10 % sui prezzi esposti.				
Cartella custodia		»	7 —	

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.
Vol. I. - Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei Comuni, Impero e Colonie d'Italia (IV edizione). L. 9 —
Vol. II. - Elenco delle Centrali di produzione di energia elettrica prezzo ridotto » 100 — » 60 —

RENDICONTI DELLE RIUNIONI ANNUALI.
Prima Serie (Estratti della Rivista « L'Elettrotecnica »):
Vol. I. 1922 - Milano: **Produzione e distribuzione dell'energia elettrica.**
Vol. II. 1923 - Venezia: **Applicazioni dell'energia elettrica.**
Vol. III. 1924 - La Spezia: **La illuminazione elettrica e l'inerente distribuzione dell'energia.**
Vol. IV. 1925 - Napoli: I. **Conversione di forma dell'energia elettrica.** - II. **Mezzi per assicurare la continuità del servizio degli impianti elettrici.**
Vol. V. 1926 - Brescia: (esaurito) — Vol. VI. 1927 - Como: (esaurito).

Prezzo dei Volumi della Prima Serie . . . . L. 30 — per i Soci L. 10 —
Nuova Serie (non pubblicati sulla Rivista « L'Elettrotecnica »):

			per i Soci
Vol. I. 1928 - Genova: I. **Trazione elettrica ferroviaria e tranviaria.** - II. **Propulsione elettrica navale**	»	60 —	» 32 —
Vol. II. 1929 - Pescara-Francavilla a Mare: I. **Elettroagricoltura.** - II. **Elettrotermica.** - III. **Elettrochimica**	»	55 —	» 32 —
Vol. III. 1930 - Trieste: (esaurito).			
Vol. IV. 1931 - Perugia: **Sottostaz. di trasformaz. di energia elett.**	»	75 —	» 32 —
Vol. V. 1932 - Firenze: I. **Correnti ioniche ed elettroniche. Nuove applicazioni industriali. - Applicazioni elettroagricole (Diagrammi di consumo)**	»	60 —	» 32 —
Vol. VI. 1933 - Sorrento: **Materiali impiegati nelle costruzioni ed applicazioni elettriche**	»	40 —	» 32 —
Vol. VII. 1934 - Gardone: **Perturbazioni nel funzionamento degli impianti elettrici**	»	40 —	» 32 —
Vol. VIII. 1935 - Santa Margherita Ligure: **Misure** (in 3 fascicoli) opera completa	»	45 —	» 32 —
Vol. IX. 1936 - Roma: **Radioricevitori.- Comunicazioni su filo. - Centrali idroelettriche**	»	75 —	» 60 —
Vol. X. 1937 - Bari: **Linee e condutture. - Tubi elettronici**	»	70 —	» 50 —
Vol. XI. 1938 - Torino: **Illuminazione e applicazioni domestiche. Elettroacustica**	»	75 —	» 60 —
Vol. XII. 1939 - Bologna: I. **Trazione elettrica.** - II. **Radiotrasmettitori**	»	70 —	» 50 —

Per acquisti rivolgersi all'**Ufficio Centrale dell'A.E.I.**

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis



VOL. IX - N. 5 (PUBBLICAZIONE MENSILE) MAGGIO 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

A. F. IX-5 MAG. 1940

Vol. IX MAGGIO 1940-XVIII N. 5

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO. . . » 6

ANNATE ARRETRATE: I (1932), L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937), L. 40 CIASCUNA; VII (1938), VIII (1939), L. 50 CIASCUNA.

SOMMARIO

Vol. IX Maggio 1940-XVIII N. 5

ALTA FREQUENZA

Telegrafia sottomarina.

Nell'avvicendarsi dei periodi di maggiore o di minore sviluppo delle varie applicazioni della scienza, è accaduto, in particolare nel campo delle comunicazioni elettriche, che, dopo una stasi, in cui la telegrafia pareva essersi indugiata così da lasciar l'impressione che sarebbe rimasta in seconda linea rispetto alla telefonia e alla radiotecnica, essa abbia compiuto rapidamente progressi molto notevoli. Alcuni degli aspetti più recenti di tali progressi competono alla telegrafia su cavi e si devono, in parte non trascurabile, al contributo recato dalla radiotelegrafia, così ampiamente sviluppatasi nel frattempo.

Appare degno di considerazione — e potrebbe essere oggetto di osservazioni istruttive — il fatto che codeste due tecniche, le quali sono state in qualche modo, e si potrebbero ancora pensare « concorrenti » nel senso che si attribuisce d'ordinario a questo termine, di gareggiamento antagonistico, « concorrano » invece insieme, l'una a vantaggio dell'altra. Ora è la radiotecnica, che ha offerto alla consorella l'ausilio di mezzi già sperimentati per superare difficoltà analoghe. In altre occasioni — e basta pensare, per esempio, ai primordi delle comunicazioni senza filo — fu la telegrafia a fornire un patrimonio di elementi già acquisiti, per risolvere i problemi posti, alla tecnica nascente, dalle esigenze nuove.

Nell'articolo che pubblichiamo nel presente fascicolo, il professore Gori — dopo aver enunciato i progressi più recenti della cablografia — esamina e discute l'efficacia di filtri elettrici e di un particolare circuito di trasmissione, adatti a migliorare la forma dei segnali e ad esaltare in partenza le frequenze più idonee a favorire l'efficenza della trasmissione telegrafica su cavi.

Lo scritto, che è corredato da interessanti risultati sperimentali ottenuti su alcuni cavi italiani in esercizio, pone inoltre in evidenza come l'uso di tali circuiti — più comunemente noti nel campo delle radiocomunicazioni — consenta che i tubi termoionici vengano adope-

rati anche in cablografia: il che, in quasi tutti i casi, non sembrava finora possibile se non con certe restrizioni, le quali limitavano la sicurezza necessariamente richiesta, quando un cavo debba svolgere — come d'ordinario accade — un servizio in duplex.

Onde corte e onde lunghe.

Si avvicina ormai il ventennale dell'avvento delle onde corte in radiotecnica. Dalle decisioni, prese nel 1921 a Parigi dal Comitato tecnico per le Radiocomunicazioni, secondo le quali il campo delle onde corte (o decametriche) e quello delle ultracorte (o metriche) venivano abbandonati ai radioamatori, erano trascorsi pochi mesi, che già si diffondevano, accolte dapprima con scherzosa incredulità, poi con crescente sorpresa, le notizie delle eccezionali portate raggiunte da quelle onde, con potenze quasi insignificanti. L'attenzione di scienziati e di tecnici, primo fra tutti Guglielmo Marconi, si volgeva appassionatamente al nuovo settore di ricerca ed in pochi anni le onde corte soppiantavano, in modo presso che completo, le onde lunghe nei radiocollegamenti a grande distanza.

La tecnica subiva una svolta brusca; gli impianti mastodontici ad alternatori passavano improvvisamente alla modesta funzione di impianti di riserva; taluni di essi venivano addirittura chiusi e smantellati o trasformati; i problemi riguardanti i generatori, le antenne, la radiazione, la propagazione, i ricevitori e via dicendo, in quanto orientati verso l'uso delle onde lunghe, perdevano improvvisamente ogni attualità e venivano sostituiti dai problemi corrispondenti, ma per tante ragioni molto diversi, relativi alle onde corte.

Nel ripensare a quel rivolgimento, vien fatto di chiedersi, se veramente le radioonde della lunghezza di parecchi kilometri, o addirittura di una diecina o due di kilometri, abbiano definitivamente perduto ogni interesse e se quel ramo della tecnica debba considerarsi ormai tramontato.

Una risposta assolutamente affermativa sarebbe forse arrischiata. La storia delle applicazioni della scienza ci offre più di un esempio di ritorno verso settori che parevano abbandonati. Ad ogni modo, se una concreta previsione in tal senso non può davvero formularsi oggi, vien naturale tuttavia di porsi il quesito leggendo l'articolo del colonnello ROSANI.

Si tratta di uno studio preliminare per un impianto ad onda lunga. Il fatto che esso sia svolto da un tecnico navale e l'accenno, che questi

non tace, al problema delle comunicazioni unilaterali fra la terra ferma ed i sommergibili immersi, rende facile immaginare che lo studio non abbia carattere accademico, ma sia legato ad un progetto di attuazione. Invero, dato che è privilegio delle onde lunghe di penetrare in profondità dalla superficie del mare verso i corpi immersi, senza che la loro intensità diminuisca troppo rapidamente, si comprende come esse soltanto possano consentire la soluzione di codesto problema militare di evidente importanza.

D'altro canto, anche per i servizi commerciali, le onde lunghe non sono morte del tutto. Un esempio recente si è avuto nella grande tempesta magnetica, legata pure questa volta ad una grandiosa aurora boreale, svoltasi nell'ultima settimana del marzo scorso. Fin dalle ore meridiane del giorno 23 cominciò la opacità completa per i radiocollegamenti dall'Europa, così verso l'America settentrionale, come verso l'Estremo Oriente. Tale opacità si ripetè per intervalli più o meno lunghi nei giorni successivi, diventando veramente assoluta in alcune ore del 26, del 29 e del 30 marzo. Le comunicazioni con New York, con Tokio e con Sciangai rimasero per ore ed ore completamente impedite sulle onde corte, anche mentre, e ciò è degno di particolare rilievo, quelle con l'America meridionale restavano discrete.

Orbene, in tale difficile periodo, se taluni collegamenti poterono essere mantenuti, il merito fu proprio delle onde lunghe, le quali si dimostrarono nuovamente assai meno influenzate delle onde corte dalle condizioni anomale determinatesi intorno all'emisfero settentrionale; e permisero così, sia pure attraverso qualche difficoltà, di mantenere un traffico abbastanza regolare con le stazioni ad onde lunghe di New York e Nagoia. Questi impianti, insieme con quelli di Roma, di Parigi, di Berlino e con pochi altri, costituiscono dunque una riserva non disprezzabile per i servizi radioelettrici, e le onde lunghe, anche se relegate all'adempimento di funzioni di second'ordine, non possono essere considerate come appartenenti soltanto alla preistoria della radiotecnica.

LA REDAZIONE.

RECENTI PERFEZIONAMENTI NELLA TELEGRAFIA SOTTOMARINA

VITTORIO GORI

Premessi alcuni richiami generali sullo stato attuale della tecnica cablografica, si illustrano e si discutono i principi teorici che giustificano l'impiego delle note apparecchiature terminali, destinate a correggere ed a compensare la distorsione che i segnali telegrafici subiscono durante la loro propagazione lungo un cavo sottomarino di tipo ordinario. In particolare si pongono in rilievo i vantaggi che, a tale riguardo, derivano dall'uso dei condensatori terminali di trasmissione e di ricezione, e si indica in pari tempo entro quali limiti siffatti vantaggi possono effettivamente conseguirsi.

Messa poi in evidenza l'utilità che i filtri elettrici recano nella tecnica cablografica, si dimostra quali benefici siano da attendere dall'impiego in trasmissione di un circuito costituito da un induttore in serie con un condensatore. Si riportano infine alcuni dati sperimentali ricavati su cavi italiani in effettivo esercizio, che confermano in modo del tutto soddisfacente le previsioni teoriche ora accennate.

1. - Allo stato attuale della tecnica cablografica, i progressi ai quali si è pervenuti possono riguardarsi principalmente sotto due aspetti distinti.

Una classe di perfezionamenti si riferisce alle apparecchiature terminali, il cui studio è stato svolto — e tuttora si svolge — col preciso scopo di compensare e correggere la distorsione, che i segnali telegrafici subiscono durante la loro propagazione lungo il cavo.

Un'altra classe riguarda il cavo in se stesso e si risolve in risultati che appaiono del più alto interesse scientifico e tecnico. La *pupinizzazione*, la *krarupizzazione* e l'impiego indispensabile dei materiali magnetici studiati dall'Elmen, dal Buckley, dall'Arnold e dei materiali isolanti del Villoughby Smith, del Garnett, del Dean costituiscono invero una conquista, che resterà fondamentale nel campo delle comunicazioni. Tale conquista, richiedendo d'altro canto l'adozione dei tubi elettronici, si è anche tradotta in un ulteriore progresso nelle apparecchiature ed ha

portato la cablografia ad un livello non meno importante di quello raggiunto dagli altri rami della tecnica delle comunicazioni.

I cavi sui quali questi ultimi procedimenti sono stati adottati (1) — cavi caricati — non sono per altro numerosi. La quasi totalità della rete telegrafica internazionale sottomarina, è costituita da cavi di tipo ordinario — o di tipo Thomson, come si dice d'abitudine — per i quali ha tuttora grande interesse lo studio delle apparecchiature terminali.

La presente nota, in cui si raccolgono i risultati della prima fase di uno studio, avviato da circa due anni sulla rete cablografica della Italcable, si propone di recare un contributo di carattere teorico-sperimentale alla conoscenza e alla risoluzione del problema.

2. - Per meglio precisare i termini delle questioni prese in esame, giova ricordare, che nell'ordinaria telegrafia su cavi la trasmissione dei segnali si effettua applicando intermittentemente, al conduttore telegrafico di essi, impulsi di tensione positiva e impulsi di tensione negativa secondo un ritmo prefissato.

Quando la durata di applicazione della tensione — positiva o negativa — risulta eguale per ciascun impulso e per le due polarità, e ciascun impulso è separato dal successivo da un altro, di durata opportuna e di polarità nulla, la corrispondente segnalazione si dice avvenire *per segnali limitati*.

Ma nella maggior parte dei casi, si preferisce, per ragioni cui accenneremo, adottare segnali del tipo così detto *bloccato*, ossia tali che, ad impulsi successivi di identica polarità, corrisponde un impulso unico, la durata del quale eguaglia la somma delle durate singole.

Se con n si indica la velocità di trasmissione in caratteri per minuto primo, dato che la lunghezza media di un carattere si ritiene eguale a 3 segnali e 3/4, la durata S (in secondi) di un segnale è definita ovviamente da:

$$S = \frac{60}{3{,}75\, n} = \frac{16}{n} ;$$

d'altra parte, se chiamiamo *frequenza telegrafica media* f_m, il valore

$$f_m = \frac{1}{2\, S} ,$$

la precedente relazione consente anche di scrivere:

$$f_m = \frac{n}{32} . \qquad [1]$$

---

(1) L'Italia ha da qualche anno posato fra Lisbona e La Panne un cavo parzialmente caricato, che è da considerarsi come l'espressione più moderna della cablografia. Si veda in proposito:
L. SANNIO: A. F., 1934, III, p. 444.

Tale frequenza corrisponde a quella che caratterizza la successione continuativa dei segnali alternativamente positivi e negativi (reversali).

Per evitare ogni ambiguità conviene rilevare subito che la frequenza f_m, alla quale ci siamo ora riferiti, non tiene affatto conto dello spettro infinito di frequenze che è contenuto in segnali di forma rettangolare, come sono quelli con i quali si effettua la trasmissione. Segnali così fatti si risolvono notoriamente per mezzo di un integrale di Fourier, ma l'ampiezza delle oscillazioni del corrispondente spettro acquista minore importanza, a mano a mano che ci si allontana da un intorno di frequenze, la media delle quali non differisce molto dalla frequenza definita dalla [1].

È opportuno infine far notare che, indipendentemente dalla forma (rettangolare) degli impulsi, la trasmissione di un messaggio comporta sempre una gamma di frequenze — *gamma telegrafica* — che si estende fino ad 1/3 e ad 1/4 della fondamentale (reversali).

3. - Riferiamoci ora ad un cavo telegrafico e supponiamo che dall'istante $t = 0$ e per un tempo indefinito si applichi, in corrispondenza di un suo estremo, una tensione continua E.

Pensiamo inoltre che l'altro estremo sia chiuso su una impedenza, il valore della quale sia trascurabile in confronto con l'impedenza del cavo medesimo.

In tali condizioni, l'andamento nel tempo dei valori della corrente di ricezione è definito dalla nota equazione di Thomson:

$$[2] \qquad i_{0r} = \frac{2E}{Rl}\left(\frac{1}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} e^{-\frac{m^2\pi^2}{CRl^2}t} \cos m\pi\right),$$

dove R e C indicano rispettivamente i parametri primari: resistenza e capacità per unità di lunghezza; l la lunghezza totale del cavo; e la base dei logaritmi neperiani.

In tale equazione — come d'altronde in tutte quelle che hanno diretto riferimento allo studio della propagazione (2) delle correnti (e tensioni) lungo cavi ordinari — non compaiono i parametri: induttanza per unità di lunghezza e conduttanza per unità di lunghezza, il che, fisicamente, non è del tutto aderente alla realtà. Per altro, se si tiene conto, sia dei valori estremamente piccoli di quei parametri (3) in confronto con quelli che caratterizzano R e C, sia delle basse frequenze di segnalazione, l'approssimazione contenuta nella [2] si può ritenere più che valida per fissare le modalità dei fenomeni in gioco.

Ad ogni modo il rilievo appare utile per chiarire, come sia arbitraria e priva di significato quella che si chiama velocità di propagazione

---

(2) Per essere rigorosi, e come è detto in seguito, per cavi con induttanza nulla non ha alcun senso preciso parlare di *propagazione*.

(3) F. E. PERNOT: J. Franklin Inst., 1920, CXC, p. 323.

lungo conduttori, di cui si ammetta trascurabile l'induttanza. Una siffatta definizione potrebbe condurre a prevedere per la velocità valori grandissimi o piccolissimi a seconda del criterio che si segue per fissare l'istante in corrispondenza del quale il segnale si dice pervenuto all'estremità ricevente. Infatti, se si osserva (4) che la [2], per ogni valore di t comunque piccolo, ma maggiore di zero, fornisce per i_0, un valore diverso da zero — il che esclude l'esistenza del così detto *intervallo di silenzio* — si vede subito, come non abbia alcun senso definito il parlare di velocità di propagazione di un segnale per cavi, lo schema teorico dei quali sia riducibile alla considerazione dei soli parametri R e C. La [2], pur essendo basata su ipotesi semplificative, serve ad ogni modo a mettere in chiaro l'influenza che la capacità e la resistenza hanno sulla distribuzione della corrente.

Dall'equazione [2] è facile dedurre l'espressione analitica dell'andamento della corrente i_r in ricezione corrispondentemente ad un impulso applicato all'origine per una durata di t_1 secondi. Si trova subito che in tal caso:

$$[3] \qquad i_r = \frac{2E}{Rl}\left(\sum_{m=1}^{\infty} e^{-\frac{m^2\pi^2}{CRl^2}t} \cos m\pi - \sum_{m=1}^{\infty} e^{-\frac{m^2\pi^2}{CRl^2}(t_1-t)} \cos m\pi \right),$$

espressione che si presta a considerazioni interessanti.

Si rileva, che ad un segnale di forma rettangolare impresso all'origine corrisponde, all'altro estremo, un segnale che è tanto più attenuato e tanto più distorto, quanto maggiore — a parità di altre circostanze — è il prodotto CRl^2 ossia quanto maggiore è la costante di tempo del cavo.

Il tempo necessario per raggiungere un predeterminato valore di i_r cresce col crescere di quel prodotto e, d'altra parte, per ogni dato cavo ed ogni data tensione, il valore massimo della corrente ricevuta è tanto più piccolo, quanto più piccolo è, all'estremo trasmittente, l'intervallo di chiusura del circuito. Segnali aventi frequenza telegrafica diversa subiscono quindi una diversa attenuazione ed una diversa distorsione. La figura 1, che rappresenta per il cavo Nettunia-Barcellona l'andamento della [3], pone in evidenza tali risultati.

In definitiva, quel che più interessa di notare è che la durata reale di un segnale, dipende, non solo dall'intervallo di chiusura della tensione all'estremità trasmittente, ma anche — e sostanzialmente — dalla costante di tempo del cavo. Può quindi ben accadere, che, all'inizio di un secondo segnale, nell'apparecchio di ricezione non sia ancora esaurito l'effetto del primo: i segnali tendono cioè a confondersi l'uno con l'altro e la loro leggibilità può diventare rapidamente incerta.

Per questo motivo si pensò fin dagli inizi della cablografia (5) all'uso dei segnali *limitati* allo scopo di migliorare la forma dei segnali ricevuti.

---

(4) A. Sapienza: Rass. P. T. T., 1937, XXVI, p. 634.
(5) W. Thomson: Proc. Royal Soc. London, 1855, VII, p. 382.

Il procedimento consiste (§ 2) nell'interrompere l'emissione di corrente con lievissimo anticipo rispetto alla prevista durata del segnale e nel mettere contemporaneamente il conduttore telegrafico a terra. In tal

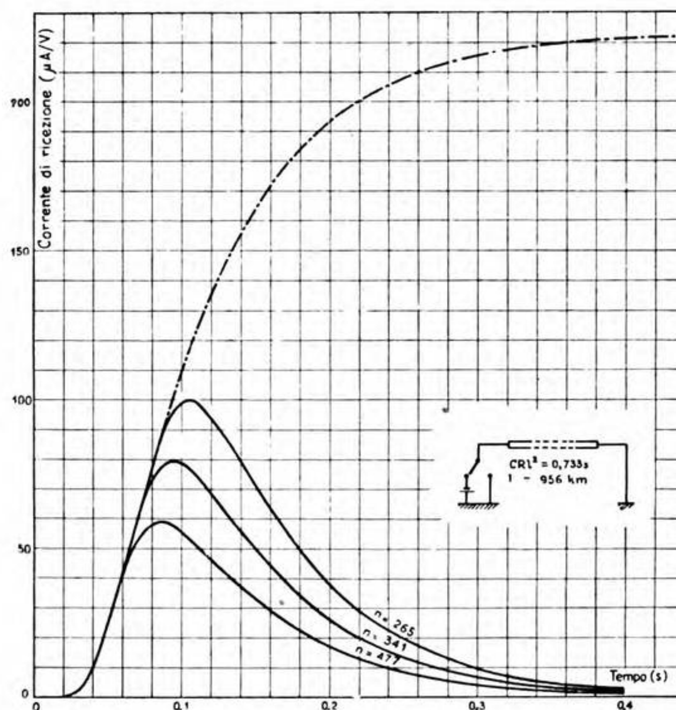


Fig. 1. — Andamento della corrente di ricezione per il cavo Nettunia--Barcellona:
—·—·— $i_{0r} = f(t)$ secondo l'equazione [2];
———— $i_r = f(t)$ secondo l'equazione [3], per diversi valori della velocità n di trasmissione espressa in caratteri per minuto primo.

caso, il cavo tende ad esaurire l'effetto di un primo segnale prima ancora che si inizi un secondo, ma l'esperienza ha dimostrato che questo procedimento non conduce, da solo, a risultati veramente apprezzabili.

4. - Una soluzione più decisiva consiste nel predisporre i circuiti in tal guisa, che la corrente circolante nell'apparecchio ricevente varii sensibilmente come una delle derivate d'ordine primo o successivo (6) dell'espressione [3].

(6) K. W. Wagner: E. N. T., 1924, I, p. 114.
O. J. Zobel: Bell S. T. J., 1928, VII, p. 438.

A tale risultato si perviene impiegando ad esempio alle due estremità di un cavo un condensatore di conveniente capacità, ovvero combinazioni di circuiti, riducibili a cellule più o meno complesse comprendenti capacità e induttanze (7). Il criterio dominante è sempre quello di rendere più ripido l'andamento della corrente che deve circolare nell'apparato di ricezione effettiva, anche se i valori istantanei di essa risultano inferiori a quelli che si avrebbero utilizzando direttamente la corrente in arrivo.

L'uso dei condensatori di trasmissione e di ricezione è stato ed è tuttora largamente adottato, non fosse altro per il fatto che la loro presenza rende trascurabili gli effetti delle correnti di terra. Tali correnti hanno invero variazioni in generale così lente, da incontrare nei condensatori una impedenza di valore rilevante.

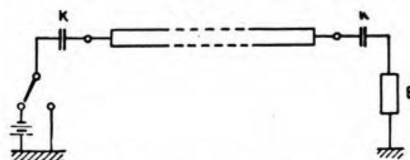


Fig. 2. — Schema di principio di circuito cablografico con condensatori terminali.

Se pertanto ci riferiamo ad uno schema qual'è quello rappresentato nella figura 2, è facile dimostrare (8) che, se con K indichiamo la capacità dei due condensatori (eguali) terminali e supponiamo — come al solito — che l'apparecchio B di ricezione abbia impedenza interna trascurabile, la corrente che in esso circola, per effetto dell'applicazione continuativa di una tensione continua E, è data, con sufficiente approssimazione, da:

$$i_1 = \left(\frac{K}{C\,l}\right)^2 C\,R\,l^2 \frac{di_{0r}}{dt}\,, \qquad [4]$$

i_{0r} essendo la corrente che si deduce dall'equazione di Thomson relativa ad un impulso costante e di durata indefinita.

L'andamento di i_1 risulta quindi assai più favorevole che non quello di i_{0r}, ma, come abbiamo già accennato, la sua ampiezza è sensibilmente inferiore ad i_{0r}, e tanto più, quanto più piccolo (9) è il rapporto $\frac{K}{C\,l}$.

Per un impulso di breve durata T la corrente i_2, che circola nell'apparecchio di ricezione, in quanto si può porre:

$$i_2 = i_1\,(t) - i_1\,(t - T)$$

(7) K. L. Wood: J. I. E. E., 1930, LXXXIV, p. 638.
(8) K. W. Wagner: Phys. Z., 1909, X, p. 865.
H. W. Malcolm: Theory of submarine telegraph and telephone cables - Benn, London, 1917.
(9) In generale K è inferiore od eguale a $\frac{1}{10}\,C\,l$, ed in tali condizioni l'ordine di grandezza dell'ampiezza di i_r si aggira intorno ad 1/30 del valore che la corrente assumerebbe a regime se mancassero i condensatori: regime che, naturalmente, non è mai raggiunto.

e quindi, sensibilmente:

$$i_2 = T \frac{di_1}{dt} ,$$

si ottiene dalla [4]:

$$[5] \qquad i_2 = T \left(\frac{K}{Cl} \right)^2 C R l^2 \frac{d^2 i_{0r}}{dt^2} .$$

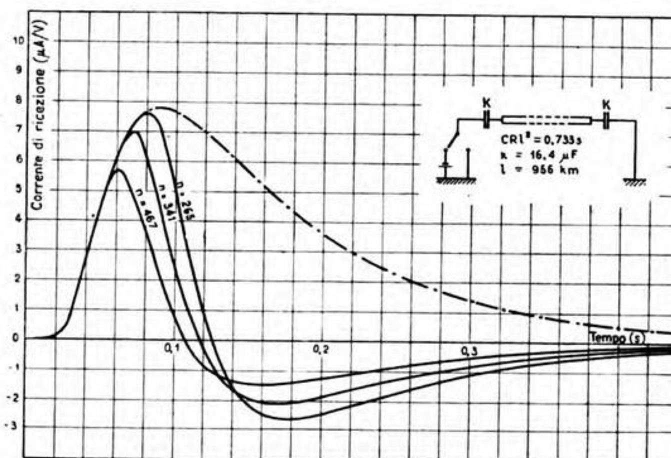


Fig. 3. — Andamento della corrente di ricezione per il cavo Nettunia--Barcellona con condensatori terminali:
—·—·— $i_1 = f(t)$ secondo l'equazione [4];
———— $i_2 = f(t)$ secondo l'equazione [5], per diversi valori della velocità n di trasmissione espressa in caratteri per minuto primo.

La corrente i_2 varia cioè come la derivata seconda della curva di Thomson. Il suo andamento è rappresentato nella figura 3, dall'esame della quale appare evidente come l'impulso di ricezione cresca e decresca con grande rapidità, per quanto ciò avvenga a spese dell'ampiezza.

Fig. 4. — Schema di principio di circuito cablografico con condensatori terminali e induttore di ricezione.

Un ulteriore miglioramento nella forma dei segnali ricevuti può ottenersi disponendo (fig. 4), oltre al condensatore K, in derivazione sull'apparecchio ricevente una grossa induttanza L_d a nucleo di ferro. Con un dispositivo siffatto è facile dimostrare che la corrente utile varia assai prossimamente come la derivata terza della curva ottenibile senza apparecchiature aggiuntive terminali.

5. - In vista di giustificare i dispositivi sperimentali, dei quali vogliamo rendere conto, è opportuno far risaltare un'altra difficoltà, che s'incontra nell'esercizio ordinario dei cavi, e che aggiunge una nuova limitazione alla velocità di trasmissione. Consideriamo il caso in cui il cavo telegrafico debba consentire l'esercizio in duplex, il che si ottiene disponendo i circuiti di trasmissione e di ricezione secondo uno schema a ponte (fig. 5). La precisione dell'equilibrio deve essere, evidente-

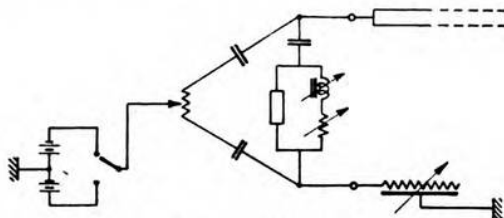


Fig. 5. — Schema di principio di circuito cablografico per trasmissione e ricezione in duplex.

mente, la più grande possibile e tanto più spinta, quanto più alta è la velocità di trasmissione: ossia quanto più alta è la sensibilità degli apparati di ricezione.

In generale, su cavi di grande lunghezza, l'intensità della corrente di trasmissione è — come ordine di grandezza — mediamente dalle 10 000 alle 50 000 volte più grande della corrente di ricezione. D'altro canto, per una corretta lettura o registrazione dei segnali, occorre che le correnti dovute ai difetti di equilibrio del ponte non superino 1/5 delle correnti utili. L'ordine di grandezza dell'equilibrio deve variare quindi a seconda dei casi da 1 su 50 000 sino a 1 su 250 000 ([10]), il che — come è ovvio — impone grandi accortezze.

Le linee artificiali che generalmente si impiegano per il bilanciamento risultano costituite da combinazioni dei soli elementi resistenza e capacità. Il cavo possiede per altro — anche se piccola — una certa induttanza, la quale, mentre non influenza sensibilmente la trasmissione di un segnale lungo di esso, ha pure un peso non trascurabile nell'equilibrio del ponte.

D'altronde, l'effettiva resistenza e l'effettiva induttanza del cavo variano con la frequenza ([11]) in modo assai complesso. Risulta perciò molto difficile, che una linea artificiale possa rappresentare fedelmente il comportamento del cavo per tutto l'intervallo di frequenze che interessa una trasmissione. Occorre quindi raggiungere — di necessità — un compromesso che, il più delle volte, è conseguito solo in via sperimentale.

([10]) K. W. Wagner: loc. cit. nota (6).

([11]) J. R. Carson e J. Gilbert: J. Franklin Inst., 1921, CXCII, p. 705.

Tuttavia, un semplice confronto fra la forma dei segnali trasmessi e la forma dei segnali ricevuti suggerisce immediatamente — come già è stato fatto in molti casi ([12]) — una soluzione efficace per migliorare l'equilibrio di un ponte.

Se si osserva che, indipendentemente dalle ampiezze relative, un segnale di forma rettangolare si traduce, in ricezione, in un segnale distorto — ossia di ben altra forma — e si tiene conto che il primo è risolvibile in uno spettro estesissimo di frequenze, appare logico concludere che è inutile sottoporre il cavo alla totalità di tale spettro. A contribuire alla formazione del segnale di ricezione si può invero giustificatamente ammettere che intervenga solo una quota parte di quello spettro; chè il rimanente, risulta talmente attenuato da non avere alcun effetto utile.

Se il segnale in partenza è reso quindi di andamento più avviato e meno discontinuo, è presumibile che la diagonale di ricezione sia sottoposta all'azione di un numero più ristretto di componenti, con esclusione di buona parte delle alte frequenze, contenute nel segnale originario. Eliminare le altissime frequenze equivale ad eliminare gran parte delle difficoltà di equilibrio del ponte: difficoltà che aumentano a mano a mano che la velocità di lavoro — e quindi la sensibilità — aumentano.

I filtri ([13]) elettrici, nella loro espressione più semplice di cellule passa-basso, recano un contributo prezioso per la risoluzione del problema.

6. - Per conseguire un miglioramento nell'equilibrio — già ottimo, d'altronde — degli impianti terminali di alcuni cavi italiani, sono stati di recente condotti e si svolgono tuttora numerosi esperimenti, fra i quali anche quelli riguardanti i filtri hanno trovato largo posto.

Le modalità e le finalità differivano per altro da quelle già conosciute da tempo, in quanto si aveva di mira il duplice interessante risultato di migliorare la forma dei segnali trasmessi e, contemporaneamente, di esaltare quelle fra le alte frequenze che risultano utili agli effetti di trasmissione, così da compensare in gran parte la maggiore attenuazione che esse incontrano sul cavo in confronto con le frequenze più basse.

A chiarire gli scopi ora espressi, si noti che, quanto più rapido è un impulso, tanto più piccola è la corrispondente ampiezza della corrente ricevuta; un limite alla velocità di trasmissione è quindi imposto — a parità di altre circostanze — da una buona leggibilità delle reversali, che entrano necessariamente in un testo trasmesso con segnali bloccati. Migliorare tale leggibilità, è equivalente a conseguire un possibile aumento di velocità di trasmissione.

([12]) W. Milnor: Trans. A. I. E. E., 1922, XLI, p. 20.
([13]) V. Gori: Dati e Memorie sulle Radiocomunicazioni, 1930, p. 819.

Ora, per quanto in telegrafia sottomarina si abbia a che fare con fenomeni elettrici transitori, l'esame del problema della trasmissione delle reversali può essere svolto supponendo di aver raggiunto uno stato di regime, ma non trascurando la considerazione che il cavo presenta induttanza distribuita.

Ad ogni modo, qualunque fenomeno transitorio può essere espresso mediante l'integrale di Fourier, cioè può essere considerato come somma di un infinito numero di fenomeni sinoidali infinitesimi a regime, corrispondenti a tutte le pulsazioni.

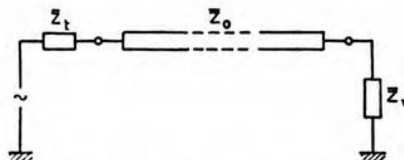


Fig. 6. — Schema di principio di circuito cablografico con impedenze terminali.

La conoscenza delle caratteristiche frequenza-attenuazione e frequenza-impedenza di un cavo e degli apparati ad esso connessi, è sufficiente pertanto a prevedere almeno in linea di principio la forma di un segnale ricevuto, pur che si ammetta l'applicabilità della legge di coesistenza.

Ciò premesso, riferiamoci ad un cavo di tipo ordinario e supponiamo (fig. 6) che ai suoi estremi siano inserite rispettivamente le due impedenze $\overline{Z}_t$ e $\overline{Z}_r$.

Se all'origine è applicata una tensione $\overline{E}_t$ alternativa sinoidale di pulsazione ω, l'espressione della corrente di ricezione $\overline{I}_r$ a regime è data notoriamente da:

$$[6] \qquad \overline{I}_r = \frac{\overline{E}_t}{(\overline{Z}_t + \overline{Z}_r)\cosh \overline{P}l + \left(\dfrac{\overline{Z}_t \cdot \overline{Z}_r}{\overline{Z}_0} + \overline{Z}_0\right) \operatorname{senh} \overline{P}l},$$

dove, se si ammette trascurabile la disperdenza, si hanno, per l'impedenza caratteristica $\overline{Z}_0$ e per la costante di propagazione $\overline{P}$, le espressioni seguenti:

$$\overline{Z}_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{j\omega C}}\,,$$

$$\overline{P} = \sqrt{j\omega C\,(R + j\omega L)}\,.$$

L'espressione [6] si può — tenendo conto delle note relazioni fra le funzioni iperboliche e le esponenziali — trasformare nella seguente, che si presta ad una più diretta interpretazione fisica. Si può invero porre:

$$[7] \quad \overline{I}_r = \frac{\overline{E}_t}{\overline{Z}_0 + \overline{Z}_t}\, e^{-\overline{P}l}\, \frac{2\,\overline{Z}_0}{\overline{Z}_0 + \overline{Z}_r}\; \frac{1}{1 - \dfrac{(\overline{Z}_0 - \overline{Z}_r)(\overline{Z}_0 - \overline{Z}_t)}{(\overline{Z}_0 + \overline{Z}_r)(\overline{Z}_0 + \overline{Z}_t)}\, e^{-2\overline{P}l}}\,.$$

La caratteristica di frequenza del circuito totale può così essere esaminata rilevando l'influenza dei vari elementi da cui dipende. Dall'esame della [7] si rileva invero che, considerando l'espressione di $\overline{I}_r$ come prodotto di quattro fattori:

a) il primo rende conto dell'influenza esercitata da $\overline{Z}_t$ sull'ampiezza e sulla fase della corrente entrante nel cavo;

b) il secondo indica la legge di variazione dell'ampiezza e della fase di $\overline{I}_r$ lungo il cavo;

c) il terzo tiene conto dell'influenza esercitata dall'impedenza di ricezione e dall'impedenza caratteristica;

d) il quarto considera le riflessioni alle estremità del cavo.

Un'analisi compiuta dell'influenza esercitata sulla corrente di ricezione da ciascuno di questi fattori può essere svolta facilmente. Ai fini del presente studio è sufficiente limitare l'indagine al primo termine ([14]).

A tale scopo, se si traccia in funzione della frequenza la corrispondente caratteristica per diversi valori di $\overline{Z}_t$ — nell'ipotesi che questa si riduca alla reattanza offerta dall'abituale condensatore di trasmissione — si trova che il suo andamento, riferito al cavo Nettunia-Barcellona, è del tipo rappresentato nella figura 7.

Com'era d'attendersi, l'effetto dei condensatori si traduce nei seguenti risultati:

a) le ampiezze delle correnti all'entrata del cavo sono tanto più ridotte — in confronto con i valori che esse assumerebbero senza condensatore — quanto più bassa è la loro frequenza (oltre che, ben si intende, quanto più piccola è la capacità K);

b) l'anticipo di fase delle correnti medesime è tanto maggiore — in confronto con quello che esse hanno senza condensatore — quanto più bassa è la frequenza (oltre che, ben si intende, quanto più piccola è la capacità K).

Tali risultati pongono in evidenza un aspetto particolarmente interessante della funzione assolta dal condensatore di trasmissione: aspetto che, in generale, non è sufficientemente messo in luce. Per ben comprenderlo, si supponga di applicare all'origine del cavo una serie continuativa di impulsi sinoidali, tutti di eguale ampiezza, ma aventi frequenza tra loro diversa. Si supponga inoltre che il condensatore K sia in corto circuito e proponiamoci di esaminare quel che accade alla ricezione nel presupposto esplicito di essere a regime ([15]).

([14]) W. MILNOR: loc. cit. nota (12).

([15]) Si può obiettare che, raggiunto lo stato di regime per un gruppo di impulsi di una data frequenza, quando si passa da questo ad un successivo di frequenza diversa, intercede necessariamente un periodo transitorio prima che il secondo gruppo raggiunga a sua volta uno stato di regime. Ma, per le ragioni accennate all'inizio del paragrafo e agli scopi del presente studio, ciò non toglie validità alle considerazioni ed alle conclusioni qui esposte.

In tali condizioni, poichè tanto l'attenuazione provocata dal cavo, quanto la velocità di propagazione degli impulsi lungo lo stesso diminuiscono col diminuire della frequenza, è ovvio, che alla successione applicata all'origine corrisponde — in ricezione — una successione di impulsi diversamente attenuati in relazione all'ordine di frequenza al

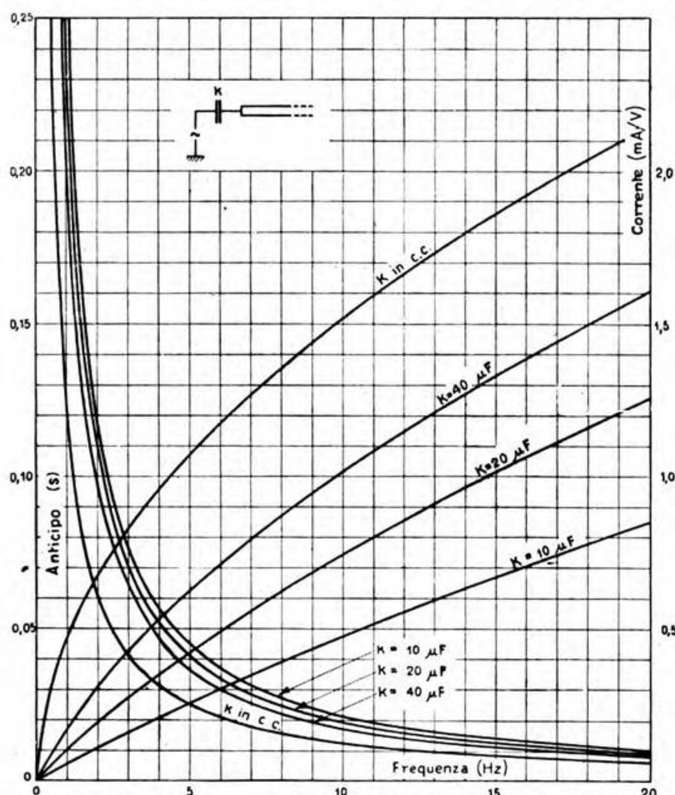


Fig. 7. — Andamento della corrente all'entrata del cavo Nettunia-Barcellona con condensatori di trasmissione ($Z_0 = 659\Omega$ per $f = 10$ Hz).

quale appartengono, e variamente spostati di fase l'uno rispetto all'altro in confronto con la fase iniziale. Se ora si tiene conto del fatto — già rilevato nel § 2 — che la trasmissione di un messaggio equivale alla trasmissione di un gruppo di segnali contenuti in una certa gamma telegrafica di frequenze, appare chiaro, come i segnali di durata maggiore (ad esempio la lettera *O*) diano, in ricezione, un contributo ben diverso da quello dato dai segnali di durata più breve (ad esempio le reversali).

Il condensatore *K*, in quanto conduce ai risultati riassunti in *a*) e *b*), esercita quindi un'influenza, che è particolarmente utile in favore

di una migliore uniformità delle reciproche ampiezze e delle reciproche condizioni di fase dei vari segnali ricevuti.

Tuttavia, se da un lato la presenza del condensatore giova ai segnali di bassa frequenza telegrafica, dall'altro essa introduce anche — ma in minore misura — una riduzione delle correnti che corrispondono a segnali di frequenza telegrafica più alta. Ciò è evidentemente contrastante con una corretta ricezione e tale fatto può costituire esso stesso una causa di limitazione nella velocità di trasmissione.

Ad ovviare a tale inconveniente si potrebbe — come osserva il Milnor — aumentare il valore della tensione in corrispondenza dei segnali a frequenza telegrafica più alta. Ma le modalità da seguire per raggiungere questo risultato non appaiono di facile attuazione.

7\. - È sembrato allora, che un procedimento più logico per conseguire lo scopo, potesse ricercarsi nel predisporre i circuiti di trasmissione in guisa tale, che l'impedenza $\overline{Z}_t$ si riduca a zero corrispondentemente ad una certa frequenza di segnalazione.

In tali condizioni, la tensione che agisce all'entrata del cavo aumenta a mano a mano che $\overline{Z}_t$ diminuisce fino a coincidere con $\overline{E}_t$ medesima quando ([16]) sia $\overline{Z}_t = 0$.

Per esaminare la cosa più da vicino, riprendiamo la [6] e, per semplicità, supponiamo che l'impedenza $\overline{Z}_r$ di ricezione sia nulla e trascurabile in confronto a $\overline{Z}_0$.

Si ha in tal caso :

$$\overline{I}_r = \frac{\overline{E}_t}{\overline{Z}_t \cosh \overline{P}l + \overline{Z}_0 \operatorname{senh} \overline{P}l} \; . \tag{8}$$

Pensiamo quindi che il condensatore sia in corto circuito ($\overline{Z}_t = 0$) ed indichiamo con $\overline{E}_t'$ la tensione di alimentazione.

La corrente $\overline{I}_r'$ di ricezione assume allora il valore dato dall'espressione semplice:

$$\overline{I}_r' = \frac{\overline{E}_t'}{\overline{Z}_0 \operatorname{senh} \overline{P}l} \; . \tag{9}$$

Domandiamoci ora: quale deve essere il rapporto fra le tensioni $\overline{E}_t$ ed $\overline{E}_t'$ perchè, con o senza condensatore di trasmissione, le correnti di ricezione risultino uguali?

È ovvio, che tale stato di fatto è raggiunto quando si verifichi che:

$$\frac{\overline{E}_t}{\overline{Z}_t \cosh \overline{P}l + \overline{Z}_0 \operatorname{senh} \overline{P}l} = \frac{\overline{E}_t'}{\overline{Z}_0 \operatorname{senh} \overline{P}l} \; ,$$

([16]) Ben si intende, che si suppone nulla la parte reale di $\overline{Z}_t$.

ossia quando, nel presupposto ben accettabile di cavi così lunghi da ritenere cosh $\overline{P}l \simeq$ senh $\overline{P}l$, si abbia:

[10] $$\overline{E}_t = \overline{E}_t'\left(1 + \frac{\overline{Z}_t}{\overline{Z}_0}\right);$$

e poichè il fattore fra parentesi — per le ordinarie frequenze telegrafiche e per i consueti valori di $\overline{Z}_0$ e della reattanza offerta dal condensatore di trasmissione — ha in generale modulo ([17]) dell'ordine di 1,6-1,7, si vede, come per conseguire eguaglianza di risultati in ricezione, occorra disporre in trasmissione, con gli abituali condensatori, di una tensione superiore a quella necessaria quando sia $\overline{Z}_t = 0$.

Tale risultato è degno di rilievo. Invero, se nelle ordinarie condizioni di esercizio di un cavo ([18]) — ossia con $\overline{Z}_t$ corrispondente alla reattanza del solo condensatore — si ottengono in ricezione segnali utilmente leggibili, tale condizione sarà egualmente soddisfatta, quando la tensione di trasmissione venga convenientemente ridotta in confronto col valore normale e si inserisca in pari tempo il circuito risonante.

Le brevi considerazioni ora svolte dimostrano per di più, che, se il circuito di trasmissione è costituito da un induttore in serie con un condensatore di valori tali da risonare per la frequenza telegrafica più alta, si consegue una automatica ed efficace compensazione dell'attenuazione maggiore che i corrispondenti segnali subiscono nella loro propagazione lungo il cavo: il che significa, che — a parità di altre circostanze — la velocità di trasmissione può essere eventualmente aumentata.

L'esame dell'andamento della corrente all'entrata di un cavo, in funzione della frequenza, pone in rilievo altre particolarità assai interessanti che derivano dall'impiego in trasmissione del circuito risonante.

Siffatto andamento è riportato nella figura 8 per il cavo Nettunia-Barcellona, nel presupposto che sia $K = 20$ μF e l'induttanza in serie abbia valore tale da risonare con la reattanza di capacità per $f_m = 10$ Hz, ossia per una frequenza corrispondente ad una velocità (definita dalla [1]) di 320 caratteri per minuto primo.

Nella stessa figura sono anche riportate le curve — desunte dalla figura 7 — che indicano l'analogo andamento, quando in trasmissione si impieghi il solo condensatore da 20 μF, ovvero quando la tensione sia direttamente applicata al cavo (condensatore in corto circuito).

Dall'esame e dal confronto di esse, appare evidente — ed era d'altronde prevedibile — che l'andamento dell'ampiezza di corrente entrante,

---

([17]) Il modulo di $\overline{Z}_0$ e la reattanza offerta dal condensatore di trasmissione hanno — per cavi di tipo ordinario e per le frequenze telegrafiche abituali — valori dell'ordine di grandezza rispettivamente di 500 Ω e 250-300 Ω.

([18]) La tensione normale di esercizio ha in generale valori compresi fra un minimo di 40 V ed un massimo di 100 V.

2.

in funzione della frequenza, è assai più favorevole nel caso in cui si impieghi il circuito risonante, che non nel caso in cui si abbia il solo condensatore da 20 μF. Si osserva infatti che, a mano a mano che la frequenza aumenta, la corrispondente corrente aumenta, nel primo

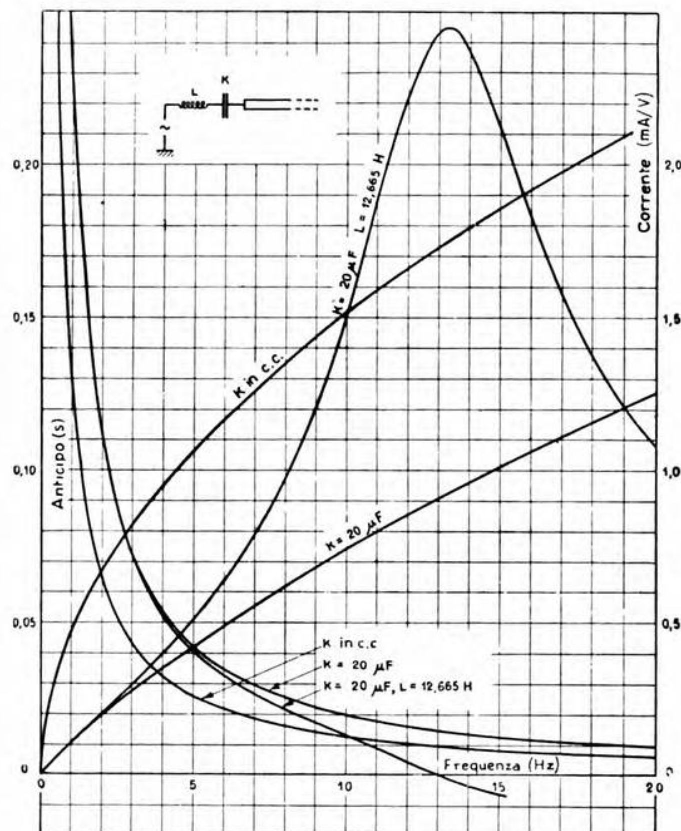


Fig. 8. — Andamento della corrente all'entrata del cavo Nettunia-Barcellona con circuito di trasmissione costituito da un induttore in serie con un condensatore.

caso, assai più rapidamente che non nel secondo e, per la frequenza di risonanza, la sua ampiezza coincide con quella che si otterrebbe se la tensione fosse direttamente applicata al cavo.

È anche interessante rilevare, che il valore massimo della corrente all'entrata non si ottiene in corrispondenza della frequenza in risonanza ($f = 10$ Hz) del circuito di trasmissione, bensì per una frequenza più elevata. Di ciò ci si rende facilmente conto, quando si pensi all'in-

fluenza di $\overline{Z}_0$ nel primo termine dell'espressione [7]. A tale valor massimo corrisponde, naturalmente, un valore massimo di tensione applicata al cavo; valore che può raggiungere — come ordine di grandezza e per cavi del tipo qui considerato — 1,4 volte la tensione che risulterebbe applicata al cavo stesso se, per la stessa frequenza, il circuito risonante fosse del tutto eliminato ([19]).

Al di là del valor massimo, la corrente decresce rapidamente in ampiezza coll'aumentare della frequenza, e ciò è particolarmente vantaggioso.

Considerazioni analoghe possono essere svolte nei riguardi della legge di variazione della fase della corrente e l'esame diretto della figura 8 mostra chiaramente il vantaggio che, anche sotto questo aspetto, il circuito risonante introduce in confronto a quel che si ottiene col solo condensatore.

8. - Lo schema adottato per le esperienze alle quali si è accennato risulta — nelle sue linee d'insieme ([20]) — dalla figura 9.

Il circuito si riferisce all'apice di trasmissione e risulta costituito da una cellula a T con in serie una induttanza di alcuni henry.

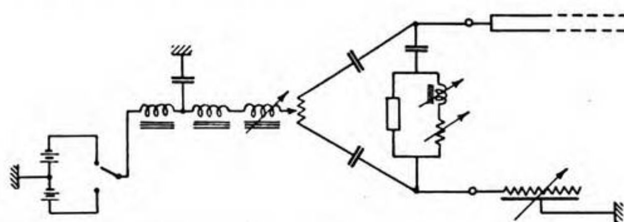


Fig. 9. — Schema di principio di circuito cablografico con filtro e circuito risonante in trasmissione.

I segnali che, in mancanza di siffatto dispositivo risulterebbero rettangolari e quindi ricchi di armoniche in gran parte inutili ai fini della ricezione, trovano nella cellula filtrante una parziale opacità. Il loro andamento nel tempo risulta cioè modificato, così da avvicinarsi per quanto possibile ad un andamento sinoidale.

Naturalmente v'ha un limite, oltre il quale la filtrazione non può essere spinta, ed anche le nostre esperienze hanno confermato che in generale tale limite coincide sensibilmente col doppio della frequenza f_m definita dalla [1].

([19]) Tale fatto può in generale essere compensato dalla riduzione di tensione alla quale abbiamo accennato discutendo l'equazione [10].

([20]) Una più esauriente relazione sarà pubblicata in seguito.

All'uscita del filtro, gli impulsi elettrici così corretti attraversano la combinazione dell'induttanza in serie con i condensatori di trasmissione. Ha quivi luogo quell'azione di esaltazione che abbiamo illustrato e si ha la conferma della netta efficacia del dispositivo risonante, quale si rileva dall'esame delle figure 10 e 11. In queste sono riportati alcuni campioni di segnali ricevuti a Malaga sul cavo italiano Las Palmas-Malaga (lungo circa 1600 km), quando a Las Palmas non era inserito il dispositivo della figura 9, e quando vi era.



Fig. 10. — Segnali ricevuti a Malaga sul cavo Las Palmas - Malaga con circuito di trasmissione ordinario.

Si nota, che mentre con i sistemi abituali la ricezione a quella velocità ed a quella tensione — 280 lettere e rispettivamente 40 V — risulta impossibile, essa diventa ottima non appena si inserisca il circuito del filtro e di esaltazione.

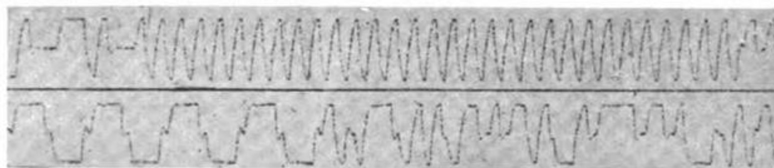


Fig. 11. — Segnali ricevuti a Malaga sul cavo Las Palmas - Malaga con circuito di trasmissione analogo a quello rappresentato nella figura 9.

Il risultato ci sembra notevole ed il suo interesse è ancora accresciuto da un ulteriore beneficio al quale quei circuiti medesimi conducono.

È appena il caso di ricordare che, nella quasi generalità, l'esercizio dei cavi è svolto utilizzando in ricezione il ben noto amplificatore di Heurthley (amplificatore a fili caldi). Il guadagno conseguibile in effettivo esercizio è relativamente modesto, ma il suo grande pregio consiste nel fatto che la sua inerzia lo rende praticamente insensibile ai piccoli squilibri dovuti alla trasmissione — od a disturbi di origine varia — sempre presenti sulla diagonale di ricezione.

L'impiego di amplificatori a tubi termoionici ha sempre urtato contro lo scoglio che la loro pronta e lineare rispondenza, mentre può agevolare la ricezione di segnali debolissimi — ossia trasmessi a velocità maggiore

— pone anche in rilievo ogni più piccolo squilibrio o disturbo, rendendo quindi difficoltosa la ricezione dei segnali utili. La loro inserzione diretta non risulta abbia mai avuto un successo decisivo.

I circuiti ai quali si è qui accennato, in quanto riducono quel che potrebbe chiamarsi il *nervosismo* della diagonale di ricezione di un sistema duplex, risolvono in gran parte — e felicemente — il problema degli amplificatori a tubi termoionici su cavo.

L'esperienza conferma largamente tale asserzione.

Roma, aprile 1940-XVIII.

L'ANTENNA A DISCESE MULTIPLE

SERGIO ROSANI

La tecnica delle comunicazioni radiotelegrafiche per mezzo di onde kilometriche è ormai passata alla storia ed è raro il caso che si presenti la necessità di riprendere in esame quelle questioni che, se furono un tempo di generale interesse, hanno oggi ben scarsa importanza pratica. Tuttavia, quando l'occasione si presenta, è interessante rivedere i vecchi problemi applicando ad essi l'esperienza, che la più moderna tecnica mette a disposizione, soprattutto se quei problemi furono abbandonati prima ancora di averne saggiate le effettive possibilità di perfezionamento. Con tale scopo viene qui trattato il sistema di antenna a discese multiple. Esposte brevemente alcune deduzioni teoriche, si riportano i risultati sperimentali di misure eseguite sopra un modello, dai quali è possibile ricavare gli elementi per una eventuale costruzione.

1. - Generalità sul problema delle antenne per onde kilometriche.

Uno dei problemi più importanti che hanno interessato la tecnica nel primo periodo della storia della radiotelegrafia, quando si utilizzavano per le comunicazioni a grande distanza esclusivamente le onde kilometriche, è senza dubbio quello del rendimento delle antenne. È infatti noto, che la potenza complessiva fornita dal generatore all'antenna trasmittente è data dalla relazione:

$$P = (R_i + R_p)I^2,$$

dove R_i è la resistenza di radiazione ed R_p quella di perdita. Il rendimento del sistema risulta:

$$\eta = \frac{R_i}{R_i + R_p}\,.$$

Se si tiene presente, che la resistenza di radiazione è proporzionale al quadrato del rapporto fra l'altezza equivalente dell'antenna e la lunghezza d'onda di trasmissione, è facile constatare che nel caso delle onde kilometriche, pur aumentando al massimo possibile la sopraele-

vazione del padiglione rispetto al terreno, il valore di tale resistenza non supera alcuni decimi di ohm, laddove, per quella di perdita, si verificano valori di qualche ohm. Ne derivano un rendimento molto basso, dell'ordine del 5 % o 10 %, e la necessità di ricercare mezzi efficaci per ridurre la resistenza di perdita, soprattutto quella dovuta alla presa di terra, che risulta parte preponderante.

Il problema ha avuto il suo periodo di generale interesse e, mentre da un lato le successive costruzioni hanno portato all'impiego di antenne con piloni di sostegno sempre più alti, dall'altro si sono esperimentati diversi sistemi per ridurre al minimo possibile la resistenza di terra. Dalla metallizzazione della zona sottostante l'antenna si è passati allo schermo di terra, e poi ancora, sempre seguendo il concetto di convogliare le correnti ad alta frequenza in prossimità dell'antenna lungo un percorso completamente metallico, si è introdotto l'uso delle antenne « a prese di terra multiple » e di quelle « a discese multiple ». Sono stati così ottenuti apprezzabili miglioramenti, ma la sopravvenuta scoperta delle grandi possibilità offerte dalle onde corte attirò completamente l'attenzione degli studiosi, che ricercarono in queste una più facile soluzione ai diversi problemi del momento. L'interessante questione della riduzione della resistenza di terra non fu più presa in considerazione e, sia l'antenna a terre multiple, sia quella a discese multiple rimasero l'ultima espressione del progresso di una tecnica abbandonata.

Quest'ultimo sistema radiante, più comunemente noto col nome di « antenna Alexanderson » da quello del suo ideatore, ebbe relativamente ben poche attuazioni: fu sostituito dapprima, nel 1920, alla vecchia antenna Marconi nella stazione radiotelegrafica di New Brunswick e più tardi, nel 1925, fu usato nella stazione transcontinentale di Varsavia. La letteratura tecnica dell'epoca fornisce scarse notizie riguardo al nuovo tipo di antenna (1); non è pertanto possibile stabilire a priori, se il sistema proposto avesse già raggiunto il suo completo perfezionamento o se con più accurate ricerche in questo campo sarebbe stato possibile ottenere ulteriori miglioramenti.

Oggi gli sviluppi della radiotecnica continuano ad essere orientati verso le onde corte, e sempre più corte; ciò non di meno i vecchi impianti ad onda kilometrica non sono stati demoliti; chè anzi, di tempo in tempo, si ha ancora notizia di qualche nuova costruzione. La ragione va ricercata nelle necessità delle comunicazioni militari navali e più precisamente in quelle del collegamento radiotelegrafico con i sommergibili in immersione.

---

(1) E. F. W. ALEXANDERSON: Transoceanic radio communication - G. E. R., 1920, XXIII, p. 794.
E. BUCHER: The Alexanderson system for radio communication - G. E. R., 1920, XXIII, p. 813.
W. LUSH: Trans-oceanic radio station - Warsaw, Poland - Proc. I. R. E., 1925, XIII, p. 571.

La penetrazione delle onde elettromagnetiche nell'acqua di mare è data dalla relazione:

$$\frac{H_0}{H_p} = e^{3,132 \cdot 10^{5} \cdot p \sqrt{\frac{\sigma}{\lambda}}} ,$$

dove sono:

H_0 il campo in μV/m alla superficie,
H_p il campo in μV/m alla profondità p,
p la profondità in m,
λ la lunghezza d'onda in km,
σ la conducibilità dell'acqua del mare in unità elettromagnetiche assolute.

Ammettendo che la conducibilità media dell'acqua di mare sia $3 \cdot 10^{-11}$, i valori del rapporto $\frac{H_0}{H_p}$, per le diverse frequenze, risultano dal grafico della figura 1. Dall'esame delle curve è facile constatare che, per consentire una sufficiente penetrazione delle onde elettromagnetiche nel mezzo acqueo, necessita ricorrere all'impiego di quelle a frequenza molto bassa, non solo per ottenere ad una determinata profondità un valore di campo bastevole per permettere la ricezione, ma anche per evitare che questo abbia variazioni molto accentuate per piccole differenze di quota.

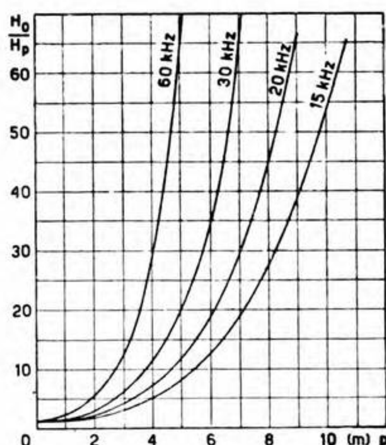


Fig. 1. — Penetrazione delle onde elettromagnetiche nell'acqua di mare per diversi valori della frequenza.

Per questi motivi il problema di costruire una stazione per onde kilometriche può ancora presentarsi e non sembra quindi del tutto inutile riprenderlo in esame per verificare, se oggi, con l'applicazione di mezzi tecnici più moderni, non sia possibile ottenere ulteriori vantaggi rispetto a quelli a suo tempo constatati.

È noto che, nel campo delle onde lunghe, per stabilire l'efficienza di un'antenna ci si riferisce ai valori dell'altezza equivalente h_e e dell'intensità di corrente I, definendo come coefficiente di efficacia il prodotto $h_e I$. Per ottenere un aumento di questo si è cercato, in primo luogo, di agire sul valore di h_e, ed in particolare sull'altezza geometrica, adottando padiglioni d'antenna molto elevati rispetto a terra. Considerazioni di carattere meccanico ed economico hanno però imposto un limite massimo all'altezza dei piloni di sostegno, per cui successivamente si

è passati ad esaminare la possibilità di ulteriori miglioramenti con l'aumento della corrente *I*. Ciò può essere ottenuto, a parità di tensione massima ammissibile, aumentando convenientemente le dimensioni orizzontali del padiglione in modo da ottenere una maggiore capacità statica dell'antenna. Ne deriva però un accrescimento delle perdite di terra ([2]), a causa del maggior percorso che devono fare le correnti nel terreno per raggiungere la discesa di antenna, ed in definitiva il problema resta in parte subordinato a quello della riduzione della resistenza di terra per permettere di aumentare le dimensioni del padiglione senza peggiorare il rendimento.

Per ovviare a questa particolare difficoltà si è ricorsi ingegnosamente all'impiego delle antenne a discese multiple, cioè di sistemi radianti

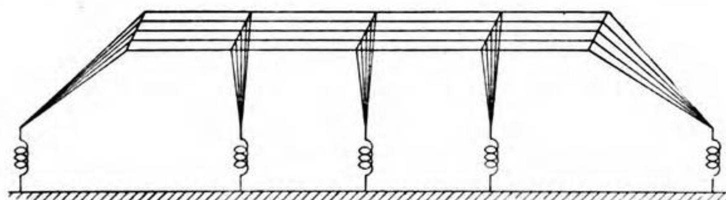


Fig. 2. — Schema di un'antenna a discese multiple.

a padiglione molto esteso nel senso orizzontale e munito di più discese accordate (fig. 2). In questo caso la corrente, in luogo di concentrarsi nell'unico collegamento fra antenna e terra, può ripartirsi in tanti rami quante sono le discese, ed in tal modo il percorso nel terreno è fortemente ridotto. In altri termini, l'antenna può essere paragonata ad un complesso di tante antenne in parallelo, per quante sono le discese, tutte praticamente eccitate in fase.

Il coefficiente di efficacia di un'antenna di questo tipo risulta essere praticamente quello di un'antenna ad unica discesa, percorsa da una corrente pari alla somma di quelle che circolano nelle diverse discese, ma con il vantaggio di una resistenza complessiva di terra notevolmente ridotta. Si ha quindi un miglior rendimento del sistema che, a parità di potenza radiata, consente una riduzione della potenza di alimentazione.

Aumentando convenientemente il numero delle discese, in relazione alla lunghezza del padiglione, si può ottenere un'antenna a forte capacità e con piccola resistenza di terra. È quindi anche possibile modificare le proporzioni dell'antenna in confronto con quella a discesa unica, ossia, a parità di efficacia, aumentare l'intensità di corrente e ridurre

---

([2]) A. Meissner: The earthing resistance of antennae - Year Book of Wireless Telegraphy, 1922, p. 1235.

l'altezza geometrica, cioè utilizzare piloni di sostegno più modesti e più economici, eliminando anche i controventi di ritenuta, ciò che semplifica notevolmente la sistemazione delle antenne stesse.

2. - Considerazioni sopra l'antenna a discese multiple.

Si consideri un'antenna a padiglione, ad unica discesa, con induttanza aggiunta alla base e che abbia, per una stabilita frequenza di risonanza, inferiore a quella naturale, determinati valori di induttanza e capacità equivalente. È noto che, in tali condizioni, il complesso

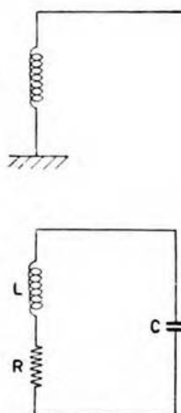


Fig. 3. — Circuito equivalente di un'antenna ad unica discesa.

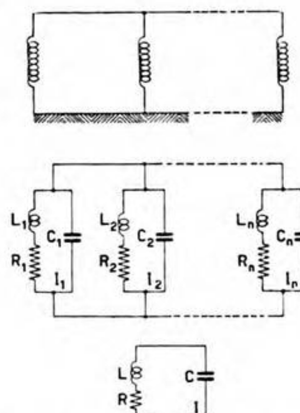


Fig. 4. — Circuito equivalente di un'antenna a discese multiple.

radiante può essere paragonato ad un circuito oscillatorio a costanti concentrate (fig. 3), che abbia una capacità C eguale alla capacità equivalente, una induttanza L pari alla somma dell'induttanza equivalente e di quella aggiunta, ed una resistenza R corrispondente a quella complessiva dell'antenna considerata come somma della resistenza di radiazione R_i e di quella di perdita R_p.

Se si suppone di applicare al padiglione d'antenna un numero n di discese accordate per la medesima frequenza $f = 2\pi\sqrt{LC}$, il circuito equivalente del nuovo sistema risonante è rappresentato da n circuiti in parallelo (fig. 4), ciascuno formato da una induttanza L_1, L_2, ..., L_n, da una capacità C_1, C_2, ..., C_n e da una resistenza R_1, R_2, ..., R_n, somma delle resistenze di radiazione e di perdita di ogni elemento d'antenna. Considerando che l'aggiunta delle discese multiple non abbia modificato nè la capacità complessiva C, nè la lunghezza d'onda, si può scrivere in prima approssimazione:

$$C = \sum_{n=1}^{n=n} C_n \; ; \qquad L = \frac{1}{\sum_{n=1}^{n=n} \frac{1}{L_n}} \, .$$

Le singole correnti $I_1, I_2, \ldots, I_n$ sono ripartite in ragione direttamente proporzionale ai valori delle rispettive capacità dei circuiti.

Gli n circuiti in parallelo equivalgono ovviamente ad un unico circuito oscillatorio percorso dalla corrente $I = \sum_{n=1}^{n=n} I_n$ e costituito da una induttanza di valore eguale ad L, una capacità C ed una resistenza R definita dalla relazione:

$$R = \frac{\sum_{n=1}^{n=n} R_n C_n^2}{\left(\sum_{n=1}^{n=n} C_n\right)^2} \, .$$

Se si equilibra il complesso in modo che la capacità totale C resti egualmente ripartita sulle diverse discese $\left(C_1 = C_2 = \ldots = C_n = \frac{C}{n}\right.$; $\left.L_1 = L_2 = \ldots = L_n = nL\right)$, il valore della resistenza R risulta:

$$R = \frac{1}{n^2} \sum_{n=1}^{n=n} R_n \, .$$

E ammettendo ancora che, nelle condizioni di antenna equilibrata, le resistenze dei singoli radiatori elementari siano uguali fra loro, la resistenza complessiva si riduce a:

$$R = \frac{1}{n} \left(R_{p0} + R_{i0}\right) ,$$

dove R_{p0} ed R_{i0} sono i valori delle resistenze di perdita e di radiazione di ciascuno degli n elementi radianti.

In definitiva, l'applicazione delle n discese accordate al primitivo padiglione orizzontale dotato di unica discesa ha modificato il valore del rendimento del complesso da:

$$\eta = \frac{R_i}{R_i + R_p}$$

a:

$$\eta' = \frac{R_{i0}}{R_{i0} + R_{p0}} \, .$$

Per stabilire quindi i vantaggi, che si possono ottenere con l'impiego dell'antenna multipla e soprattutto per determinare il numero più conveniente di discese da applicare ad un determinato padiglione, occorre

conoscere la legge di variazione delle resistenze di radiazione e di perdita (ammesse eguali per ciascun radiatore dell'antenna multipla) in funzione del numero n delle discese stesse. A tale scopo si può considerare che la resistenza complessiva di un'antenna a discesa unica sia data dalla somma:

della resistenza R_b della bobina di accordo,

della resistenza R_a dei conduttori d'antenna,

della resistenza R_t dovuta alla terra, alle correnti indotte nei piloni di sostegno e alle condizioni di isolamento,

della resistenza R_i di radiazione.

Per l'esame del problema occorre in primo luogo precisare che il valore della induttanza L necessaria per l'accordo di antenna, su una determinata frequenza, inferiore a quella naturale, è costituito da una parte L_b, concentrata nella bobina aggiunta, e dalla induttanza distribuita d'antenna L_a. Con l'aumentare del numero n delle discese, nella considerazione che l'aggiunta di queste non abbia influenza sul valore della capacità equivalente, aumenta progressivamente l'induttanza totale necessaria all'accordo di ogni radiatore elementare, mentre diminuisce la parte di induttanza distribuita che compete ad ognuno di questi. Si riduce cioè il rapporto fra l'induttanza distribuita e quella concentrata ed in definitiva, per ogni discesa accordata, necessita una induttanza aggiunta ancor più grande che n volte quella occorrente per l'antenna a discesa unica. Analoga modificazione si verifica nel valore del rapporto fra la resistenza ohmica dei conduttori e quella della bobina aggiunta, e poichè quest'ultima è generalmente molto più grande della prima, l'applicazione delle prime discese accordate rende trascurabile l'effetto della resistenza ohmica dei conduttori di antenna.

Tenuto presente quanto è stato detto precedentemente sulla variazione dell'induttanza aggiunta per ogni singolo radiatore, si può ammettere, in prima approssimazione, che la resistenza ohmica di tale bobina sia n volte quella R_b della bobina di accordo dell'antenna a discesa unica e che quindi con l'aumentare del numero delle discese la resistenza complessiva dell'antenna a discese multiple (per la parte dovuta alle bobine di accordo) tenda ad un valore stabilito, praticamente paragonabile a R_b.

Per quanto concerne la resistenza di radiazione, è noto che nel caso di un'antenna ad un'unica discesa e con grossa induttanza aggiunta alla base, la distribuzione di corrente può considerarsi lineare ed è quindi possibile calcolare approssimativamente il valore di tale resistenza conoscendo le dimensioni geometriche dell'antenna stessa. Se h è l'altezza effettiva del padiglione dal suolo e se b è la lunghezza del tratto orizzontale (3) si ha:

---

(3) F. Cutting: A simple method of calculating radiation resistance - Proc. I. R. E., 1922, X, p. 129; Boll. Radiotelegrafico I.E.R.T., 1923-26, III, p. 171 (vedasi la nota aggiunta dal recensore).

$$R_i = 1578 \frac{h^2}{\lambda^2} \left(\frac{h + 2b}{2h + 2b} \right)^2.$$

L'aumento del numero delle discese accordate riduce l'antenna ad un complesso di radiatori singoli aventi la stessa altezza h dal suolo, ma con tratto orizzontale di lunghezza $\frac{b}{n}$. Ne consegue che, qualora i radiatori fossero molto lontani ed elettricamente indipendenti uno dall'altro, a similitudine di quanto si è già verificato per la resistenza del circuito, al crescere di n diminuirebbe il valore di R_i, tendendo verso il limite che rappresenta la resistenza di radiazione di un'antenna verticale costituita dalla sola discesa e dalla relativa bobina d'accordo.

Nel caso dell'antenna a discese multiple i singoli radiatori sono però molto vicini uno all'altro (a distanza trascurabile rispetto alla lunghezza d'onda) e risultano praticamente eccitati in fase. Per tale ragione il campo a distanza è la somma dei campi parziali dovuti agli elementi singoli, e le variazioni che si verificano nel valore di R_i sono praticamente trascurabili. Si può quindi ammettere che, con l'applicazione delle discese accordate il valore della resistenza di radiazione complessiva rimanga costante ed uguale a quello dell'antenna a discesa unica.

Per completare l'esame del problema rimane ancora da considerare la resistenza di perdita R_t dovuta a tutte le altre cause di dissipazione di energia e soprattutto alla resistenza offerta dal terreno lungo il percorso delle correnti oscillanti.

Dato il complesso dei fenomeni che si verificano nel funzionamento dell'antenna, non è certo possibile stabilire a priori una legge di variazione della R_t in funzione del numero delle discese; si può solo osservare che, trattandosi nel caso presente di antenne fortemente dissimmetriche, una riduzione nella lunghezza del padiglione orizzontale può portare in un primo momento ad una diminuzione del valore della resistenza a causa del minore percorso offerto alle correnti oscillanti nel terreno. È però evidente che i vantaggi, che si possono avere con l'applicazione di più discese accordate, dipendono esclusivamente dalle dimensioni iniziali e dalla forma dell'antenna stessa, nonchè dalla posizione ed inclinazione delle cadute rispetto ai piloni di sostegno del padiglione. Il numero ottimo delle discese accordate da applicare ad un determinato padiglione può essere quindi fissato solo basandosi su criteri pratici, riferiti alle particolari caratteristiche elettriche del terreno sottostante l'antenna stessa.

3. - Risultati sperimentali ottenuti sopra un modello di antenna.

Allo scopo di ricavare praticamente alcuni elementi concreti sulle antenne a discese multiple, si è attuato un modello, prendendo come base i dati di una costruzione normale e riducendoli proporzionalmente.

L'antenna (fig. 5) risulta costituita da un padiglione di 14 conduttori tesi orizzontalmente, ad egual distanza fra loro, e sostenuti da tre traverse *A*, *B*, *C* (fig. 6), poste alla sommità di tre pali in legno, opportuna-



Fig. 5. — Modello di antenna a discese multiple.

mente rivestiti con materiale conduttore per poterli considerare agli effetti elettrici come piloni in ferro collegati a terra.

Ogni traversa è formata da una sbarra cilindrica in alluminio del diametro di 3 mm poggiante per tutta la sua lunghezza sopra dieci isolatori a bastone a loro volta rigidamente fissati ad un'angolare metal-

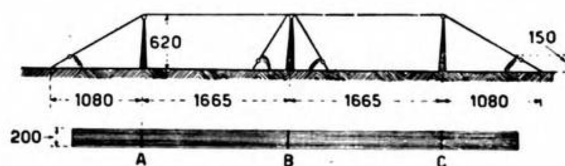


Fig. 6. — Dati geometrici del modello di antenna a discese multiple: le dimensioni sono indicate in centimetri.

lica, posta alla sommità del palo ed elettricamente in contatto con la terra tramite il rivestimento metallico anzidetto.

I dati geometrici dell'antenna (fig. 6) sono i seguenti:

numero dei conduttori costituenti il padiglione: 14;
tipo di conduttore impiegato: alluminio da 0,54 mm di diametro;
altezza da terra delle traverse di sostegno: 620 cm;
lunghezza delle traverse: 200 cm;
intervallo fra i conduttori del padiglione: 15,4 cm;
altezza degli isolatori portanti la traversa: 6,2 cm;
intervallo fra i pali di sostegno: 1665 cm;
intervallo fra i pali estremi e le corrispondenti discese: 1080 cm;
distanza fra il palo e le discese simmetriche centrali: 420 cm;

freccia della catenaria formata dai conduttori del padiglione: 30 cm;

altezza da terra dei terminali inferiori delle discese: 150 cm.

La rete di terra distesa ad una profondità di circa 5 cm dal livello del terreno è stata costituita, dopo alcuni esperimenti sui quali sarà riferito in seguito, con spezzoni di piattina di zinco di sezione 2 mm × 5 mm, lunghi 1000 cm e disposti perpendicolarmente al piano dei conduttori d'antenna ad un intervallo di 20 cm uno dall'altro. I singoli conduttori (fig. 7) sono elettricamente collegati ad un collettore centrale delle dimensioni di 2 mm × 15 mm, al quale fanno capo direttamente le prese di terra delle diverse bobine di accordo. Queste sono state costruite senza speciali accorgimenti avvolgendo in un unico strato, sopra un supporto di legno paraffinato e bachelite, un conduttore in rame del diametro di 3 mm. Il diametro delle bobine è di 307 mm, il passo dell'avvolgimento 9 mm; ogni bobina, formata con 42 spire, è stata dotata di un variometro di 8 spire per poter regolare con precisione il valore dell'induttanza.

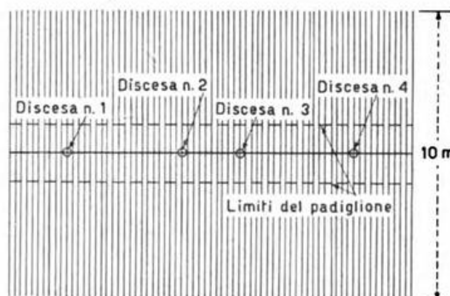


Fig. 7. — Disposizione dei conduttori che formano la rete di terra.

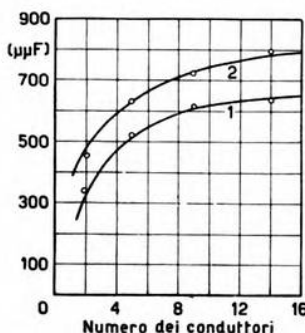


Fig. 8. — Variazione della capacità statica del padiglione in funzione del numero dei conduttori: 1 - valori calcolati; 2 - valori misurati.

Utilizzando la formula di Howe ([4]) si è calcolato il valore della capacità statica del padiglione orizzontale e successivamente quello delle singole discese, controllando i risultati con misure eseguite al ponte di De Sauty. Per quanto riguarda il padiglione, i valori ottenuti dal calcolo e dalla misura sono indicati nel grafico della figura 8. Se si tiene presente che il modello di antenna è stato attuato con un determinato rapporto di proporzionalità rispetto ad una costruzione reale, la dimensione di 2 m stabilita per la larghezza del padiglione orizzontale rappresenta un limite massimo, che non può essere superato nella

([4]) G. Pession: Lezioni di radiotelegrafia - R. Pironti, Napoli, 1923, I, p. 127.

pratica senza ricorrere a speciali costruzioni di sostegno che farebbero salire fortemente il costo dell'impianto. Con ciò resta anche stabilito un valore limite della capacità d'antenna che in relazione al diagramma della figura 8, viene praticamente raggiunto con la sistemazione, entro tale dimensione, di circa 14 conduttori in parallelo.

I risultati del calcolo concordano con i dati dell'esperienza: la differenza costante di circa 125 μμF, che si rileva dalla figura 8, è dovuta alla capacità verso terra del padiglione in corrispondenza delle traverse

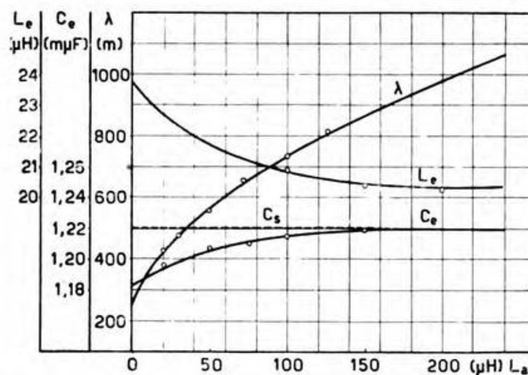


Fig. 9. — Curve caratteristiche dell'antenna con una sola discesa: C_e, L_e, capacità e induttanza equivalenti; C_s, capacità statica; L_{ag}, induttanza aggiunta; λ, lunghezza d'onda.

di sostegno. Infatti essa praticamente scompare se, invece di collegare alla massa le traverse stesse, si tengono isolate dal suolo.

Il metodo di Howe fornisce egualmente dati attendibili per quanto riguarda le discese estreme, che risultano ciascuna di 215 μμF; viceversa si è constatato che le due discese centrali hanno poca influenza sulla capacità del complesso. Ciò dipende evidentemente dal fatto che tali discese interessano una zona di terreno già coperta dal padiglione e, data la capacità rilevante di quest'ultimo, non si possono notare variazioni sensibili. La capacità statica complessiva dell'antenna risulta di 1220 μμF.

Utilizzando il metodo di allungamento [5] sono stati determinati i valori della capacità e dell'induttanza equivalente del padiglione con una sola discesa (fig. 9). La lunghezza d'onda naturale dell'antenna è 250 m e, per una frequenza di lavoro di 480 kHz (625 m) [6], la capacità e l'induttanza equivalente risultano rispettivamente 1210 μμF e 21,3 μH.

---

(5) G. Pession: Misure radiotecniche - U. Hoepli, Milano, 1939, p. 202.

(6) In accordo con la teoria sui modelli delle antenne, la lunghezza d'onda deve essere ridotta nello stesso rapporto delle dimensioni lineari.

Per misurare la resistenza d'antenna e controllarne la variazione in funzione del numero delle discese si è utilizzato il metodo della « variazione di resistenza » (7) eccitando il complesso radiante con un generatore ad onde persistenti.

Come si è detto precedentemente, l'antenna a discese multiple esattamente equilibrata, equivale ad unico circuito oscillatorio percorso da una corrente $I = \sum_{n=1}^{n=n} I_n$ ed avente una resistenza complessiva $R = \frac{1}{n^2} \sum_{n=1}^{n=n} R_n$. Se si porta l'antenna in risonanza sulla frequenza del generatore, e si ammette che la forza elettromotrice indotta rimanga costante, inserendo nel circuito una resistenza non induttiva di valore ϱ, si ha:

$$R = \frac{\varrho}{n^2} \frac{1}{\frac{I}{I'} - 1} ,$$

dove I' ed I rappresentano la somma delle correnti oscillanti nelle diverse discese con e senza resistenza aggiunta. È evidente che il cir-

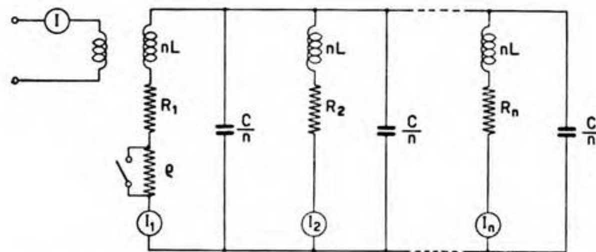


Fig. 10. — Circuito equivalente dell'antenna a discese multiple agli effetti della misura di resistenza.

cuito equivalente dell'antenna, indicato in figura 10, non si altera se si considerano concentrate le diverse resistenze ohmiche sopra uno solo dei singoli circuiti, ammettendo contemporaneamente che tutti i rimanenti siano costituiti da induttanza e capacità pura. Agli effetti della misura, le resistenze R_1, R_2, ..., R_n risultano perciò in serie fra loro e con la resistenza aggiunta ϱ, qualunque sia la discesa nella quale quest'ultima viene inserita.

Per una esatta applicazione del metodo occorre:

a) che la forza elettromotrice rimanga costante durante la misura e ciò può essere ottenuto mantenendo molto lasco l'accoppiamento fra il circuito del generatore e l'antenna; si ammettono piccole variazioni percentuali, che si rilevano a mezzo dell'amperometro inserito

(7) A. HUND: High frequency measurements - McGraw-Hill, New York, 1933, p. 269.

nel circuito di eccitazione, e delle quali è necessario tenere conto nel calcolo di R. Se I'' ed I''' sono le letture all'amperometro con e senza la resistenza si ha:

$$R = \frac{\varrho}{n^2} \frac{1}{\dfrac{I\,I''}{I'\,I'''} - 1} ;$$

b) che il circuito d'antenna sia rigorosamente accordato sulla frequenza del generatore; tale condizione risulta di più difficile attuazione nel caso particolare di un'antenna a discese multiple, perchè con l'aumentare del numero di queste cresce proporzionalmente il valore del coefficiente di risonanza totale e conseguentemente diventa più critica la condizione d'accordo; inoltre, date le ridotte dimensioni dell'antenna, l'effetto delle capacità parassite, dovuto ad ostacoli vicini o alla presenza stessa dell'operatore in vicinanza del padiglione, è molto più sensibile e può dar luogo a risultati errati.

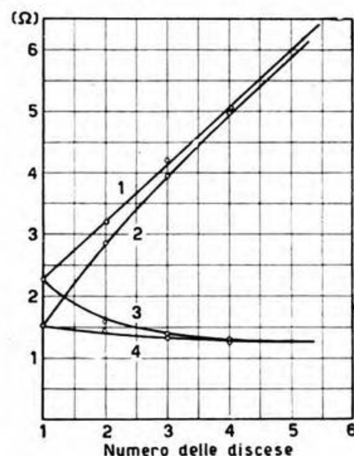


Fig. 11. — Variazione della resistenza della bobina di accordo e dei conduttori di antenna al variare del numero delle discese: 1 - resistenza complessiva della bobina e dei conduttori di antenna per ogni singolo radiatore; 2 - resistenza della bobina per ogni singolo radiatore; 3 - resistenza risultante delle bobine e dei conduttori dell'antenna completa; 4 - resistenza risultante delle bobine dell'antenna completa.

Per l'esecuzione delle prove sul modello in esame è stato utilizzato un generatore di oscillazioni della potenza di circa 500 W, accordato sulla frequenza di 480 kHz ed accoppiato in modo molto lasco al complesso radiante. Il circuito di eccitazione è stato schermato lungo il percorso sin sotto al padiglione, allo scopo di assicurare un accoppiamento puramente induttivo. Per garantire una buona approssimazione nei risultati, oltre ad usare termoamperometri e resistenze campioni, tarate in precedenza per la frequenza di lavoro, si è cercato, per quanto possibile, di operare nelle condizioni di antenna equilibrata ed esattamente accordata sulla frequenza del generatore. In particolare, per evitare l'effetto del vento sul padiglione, che praticamente impedisce di mantenere l'accordo anche per piccoli spostamenti dei conduttori, si sono eseguite le misure in condizioni atmosferiche di calma assoluta. Le misure sono state poi ripetute più volte con resistenze aggiunte di diverso valore. Successivamente si è misurata l'induttanza e la resistenza

della bobina di accordo utilizzando sia il metodo di sostituzione, sia un ponte ad alta frequenza. Detta misura è stata eseguita sul posto in modo da comprendere, oltre la resistenza effettiva dell'avvolgimento, anche tutte quelle relative alle connessioni e ai serrafili. I risultati delle varie misure sono riportati nelle tabelle I, II, III e IV, in cui figurano semplicemente le medie di un numero assai più rilevante di osservazioni.

Com'era facilmente prevedibile le induttanze aggiunte sulle diverse discese non hanno esattamente la stessa resistenza; tuttavia le differenze che si verificano sono tali da permettere di considerare un valore medio R_{b0}. Riportando in diagramma tali valori (curva 2 della figura 11) ed aggiungendo a questi quelli dei conduttori di antenna (che possono determinarsi col calcolo) si ottiene la curva 1 della figura 11 che mostra l'andamento della $(R_{b0} + R_{a0})$ al variare del numero delle discese. Le curve 3 e 4 rappresentano rispettivamente i valori $\frac{R_{b0}}{n}$ ed $\frac{R_{b0} + R_{a0}}{n}$ del circuito equivalente totale. I risultati ottenuti confermano quanto era stato precedentemente supposto, cioè che, mentre la resistenza dovuta alla induttanza concentrata dell'antenna a discese multiple rimane praticamente costante, quella relativa alla resistenza dei conduttori diminuisce rapidamente, tendendo al valore limite, con l'applicazione delle prime discese accordate.

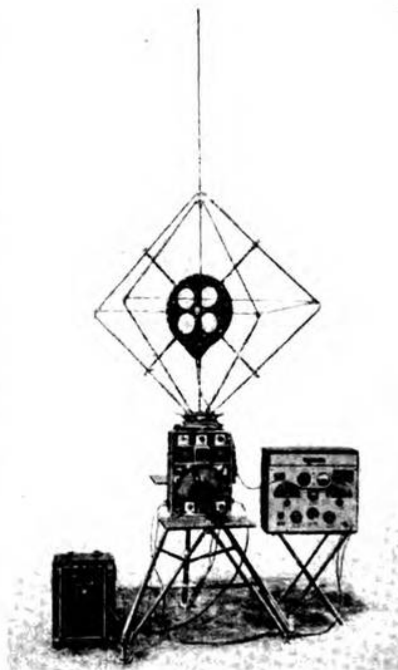


Fig. 12. — Apparecchiatura utilizzata per la misura di campo.

Per completare le misure si è proceduto alla determinazione del valore dell'altezza equivalente dell'antenna per mezzo di misure di campo eseguite, ad una distanza di circa 3 λ, con un misuratore Telefunken adattato ad un radiogoniometro campale (fig. 12). I risultati sperimentali sono riportati nella tabella V. Praticamente, data l'approssimazione delle misure, il valore dell'altezza equivalente può considerarsi indipendente dal numero delle discese [8] ed eguale a circa 2,85 m, il che corrisponde ad una resistenza di radiazione di 0,0328 Ω.

[8] Il modello di antenna in esame risulta ubicato in una zona di terreno

TABELLA I.

Antenna con una discesa accordata ($n = 1$)
frequenza di accordo $f = 480$ kHz ($\lambda = 625$ m)

Resistenza aggiunta (Ω)	Corrente di antenna (mA)	Corrente di alimentazione (mA)	Resistenza dell'ampero-metro di antenna (¹) (Ω)	Resistenza di antenna (Ω)	NOTE
$\varrho = 0$	$I = 976{,}0$	$I''' = 820$	$r = 0{,}25$		(¹) Per tener calcolo della resistenza dello strumento il valore della resistenza di antenna è stato calcolato con la formula: $R = \dfrac{\varrho - r + r_1}{\dfrac{I\,I''}{I'\,I'''} - 1} - r$.
$\varrho = 0{,}99$	$I' = 808{,}4$	$I'' = 817{,}8$	$r_1 = 0{,}24$	4,53	
$\varrho = 2{,}00$	$I' = 686{,}6$	$I'' = 816{,}8$	$r_1 = 0{,}23$	4,51	Induttanza della bobina $L_b = 67{,}2$ μH. Resistenza della bobina $R_b = 1{,}57$ Ω.
$\varrho = 2{,}99$	$I' = 596{,}6$	$I'' = 809{,}4$	$r_1 = 0{,}24$	4,47	
				$R = 4{,}50$	

TABELLA II.

Antenna con due discese accordate ($n = 2$)
frequenza di accordo $f = 480$ kHz ($\lambda = 625$ m)

Resistenza aggiunta (Ω)	Corrente di antenna (mA) — 1ª discesa	Corrente di antenna (mA) — 2ª discesa	Corrente di alimentazione (mA)	Resistenza dell'amperometro di antenna[1] (Ω)	Resistenza di antenna (Ω)	NOTE
$\varrho = 0$	$I_1 = 926{,}0$	$I_2 = 941{,}8$	$I''' = 814{,}4$	$r = 0{,}49$		
$\varrho = 3$	$I'_1 = 738{,}6$	$I'_2 = 743{,}0$	$I'' = 811{,}0$	$r_1 = 0{,}46$	2,786	
$\varrho = 5$	$I'_1 = 648{,}8$	$I'_2 = 652{,}6$	$I'' = 812{,}0$	$r_1 = 0{,}45$	2,754	
$\varrho = 7{,}09$	$I'_1 = 580{,}2$	$I'_2 = 581{,}8$	$I'' = 817{,}8$	$r_1 = 0{,}43$	2,762	
					$R = 2{,}767$	

NOTE

(1) Il valore segnato è la somma della resistenza dei due termoamperometri posti uno per discesa. Il valore della resistenza di antenna è stato calcolato con la formula:

$$R = \frac{1}{n^2}\left[\frac{\varrho - r + r_1}{\dfrac{(I_1 + I_2)\,I''}{(I'_1 + I'_2)\,I'''} - 1} - r\right].$$

1ª discesa $\begin{cases} L_b = 168{,}4\ \mu\text{H} \\ R_b = 2{,}92\ \Omega \end{cases}$

2ª discesa $\begin{cases} L_b = 164{,}9\ \mu\text{H} \\ R_b = 2{,}78\ \Omega. \end{cases}$

TABELLA III.

Antenna con tre discese accordate ($n = 3$) frequenza di accordo $f = 480$ kHz ($\lambda = 625$ m)							
Resistenza aggiunta (Ω)	Corrente di antenna (mA)			Corrente di alimentazione (mA)	Resistenza dell'amperometro di antenna(1) (Ω)	Resistenza di antenna (Ω)	NOTE
	1ª discesa	2ª discesa	3ª discesa				
$\varrho = 0$	$I_1 = 924{,}2$	$I_2 = 928{,}4$	$I_3 = 942{,}2$	$I''' = 633{,}8$	$r = 0{,}73$		(1) Il valore segnato è la somma delle resistenze dei tre termoamperometri posti uno per discesa. Il valore della resistenza d'antenna è stato calcolato con la formula:
$\varrho = 5$	$I'_1 = 761{,}8$	$I'_2 = 764{,}0$	$I'_3 = 772{,}0$	$I'' = 638{,}2$	$r_1 = 0{,}69$	2,372	$R = \frac{1}{n^2}\left[\frac{\varrho - r + r_1}{\frac{(I_1+I_2+I_3)I''}{(I'_1+I'_2+I'_3)I'''} - 1} - r\right]$.
$\varrho = 9{,}09$	$I'_1 = 668{,}0$	$I'_2 = 670{,}8$	$I'_3 = 679{,}6$	$I'' = 640{,}0$	$r_1 = 0{,}67$	2,440	1ª discesa $\begin{cases} L_b = 260{,}6\ \mu H \\ R_b = 3{,}92\ \Omega \end{cases}$
							2ª discesa $\begin{cases} L_b = 254{,}6\ \mu H \\ R_b = 4{,}12\ \Omega \end{cases}$
$\varrho = 13$	$I'_1 = 594{,}6$	$I'_2 = 596{,}0$	$I'_3 = 600{,}0$	$I'' = 640{,}0$	$r_1 = 0{,}65$	2,407	3ª discesa $\begin{cases} L_b = 248{,}2\ \mu H \\ R_b = 3{,}85\ \Omega \end{cases}$
						$R = 2{,}406$	

TABELLA IV.

Antenna con quattro discese accordate ($n = 4$)
frequenza di accordo $f = 480$ kHz ($\lambda = 625$ m)

Resistenza aggiunta (Ω)	Corrente di antenna (mA)				Corrente di alimentazione (mA)	Resistenza dell'amperometro di antenna([1]) (Ω)	Resistenza di antenna (Ω)	NOTE
	1ª discesa	2ª discesa	3ª discesa	4ª discesa				
$\varrho = 0$	$I_1 = 938,8$	$I_2 = 980,8$	$I_3 = 935,8$	$I_4 = 954,8$	$I''' = 664,4$	$r = 0,98$		([1]) Il valore segnato è la somma delle resistenze dei quattro termoamperometri posti uno per discesa. Il valore della resistenza d'antenna è stato calcolato con la formula:
$\varrho = 8,1$	$I'_1 = 793,8$	$I'_2 = 826,2$	$I'_3 = 788,6$	$I'_4 = 804,0$	$I'' = 672,0$	$r_1 = 0,93$	2,418	$R = \frac{1}{n^2}\left[\frac{\varrho - r + r_1}{\frac{(I_1+I_2+I_3+I_4)I''}{(I'_1+I'_2+I'_3+I'_4)I'''} - 1} - r\right]$.
$\varrho = 13,89$	$I'_1 = 706,2$	$I'_2 = 733,8$	$I'_3 = 702,2$	$I'_4 = 711,8$	$I'' = 672,0$	$r_1 = 0,90$	2,398	1ª discesa $L_b = 354,7\ \mu H$, $R_b = 4,88\ \Omega$; 2ª discesa $L_b = 342\ \mu H$, $R_b = 4,66\ \Omega$
$\varrho = 19,75$	$I'_1 = 638,0$	$I'_2 = 664,6$	$I'_3 = 637,0$	$I'_4 = 646,8$	$I'' = 677,0$	$r_1 = 0,88$	2,390	3ª discesa $L_b = 357,8\ \mu H$, $R_b = 5,15\ \Omega$; 4ª discesa $L_b = 347,6\ \mu H$, $R_b = 4,95\ \Omega$
							$R = 2,402$	

TABELLA V.

Misure eseguite alla distanza di 1750 m ($D = 1{,}75$ km)
frequenza di accordo $f = 480$ kHz ($\lambda = 625$ m)

Numero di discese accordate	Corrente di antenna (mA)				Corrente totale	Intensità di campo	Altezza equivalente(1)	
	1ª discesa	2ª discesa	3ª discesa	4ª discesa	(A)	(mV/m)	(m)	
1	970	—	—	—	0,970	1,00	2,98	2,87
	720	—	—	—	0,720	0,74	2,86	
	510	—	—	—	0,510	0,49	2,77	
2	950	910	—	—	1,860	1,85	2,86	2,79
	715	685	—	—	1,400	1,32	2,72	
	475	450	—	—	0,925	0,90	2,78	
3	820	810	830	—	2,460	2,45	2,85	2,80
	510	500	525	—	1,535	1,45	2,72	
	370	360	370	—	1,100	1,08	2,82	
4	885	875	870	870	3,500	3,60	2,96	2,94
	585	570	565	560	2,280	2,25	2,84	
	280	275	270	270	1,095	1,15	3,03	

NOTE

(1) Il valore dell'altezza equivalente è stato ricavato con la formula:

$$h_e = \frac{\lambda}{\Sigma I} \frac{E\,D}{379},$$

dove h_e e λ sono espresse in m, I in A, E in mV/m, D in km.

Gli elementi precedentemente ricavati permettono di ottenere, per differenza dal valore totale misurato, quella parte di resistenza che è dovuta alle rimanenti perdite del circuito. E poichè queste sono in grandissima parte dovute alla terra, è possibile avere una indicazione abbastanza approssimata della variazione della sua resistenza al variare del numero delle discese (fig. 13). Nel caso dell'antenna in esame, l'applicazione della seconda discesa accordata non dà luogo, come era stato previsto, ad una diminuzione della R_t dei singoli radiatori elementari, ma suddivide il complesso in due elementi, ciascuno dei quali ha all'incirca la stessa resistenza dell'antenna originale. Il vantaggio ottenibile è di conseguenza meno rilevante, ma pur sempre sensibilissimo, poichè la resistenza complessiva resta ridotta a circa la metà. L'applicazione delle discese successive non sembra invece offrire, in questo caso, alcuna utilità agli effetti della resistenza di terra.

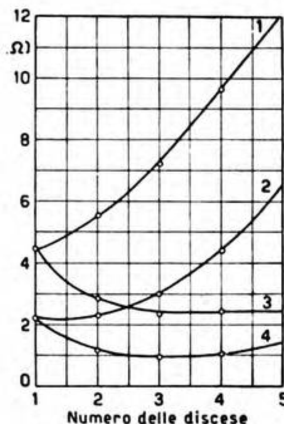


Fig. 13. — Variazione della resistenza complessiva e di quella di terra al variare del numero delle discese: 1 - resistenza totale per ogni radiatore; 2 - resistenza di terra per ogni radiatore; 3 - resistenza totale di antenna; 4 - resistenza totale di terra.

In definitiva l'insieme delle prove eseguite sul modello porterebbe alla conclusione, che l'impiego dell'antenna a discese multiple offre notevoli vantaggi agli effetti del rendimento, ma che in pratica essi si possono ottenere, per la quasi totalità, con l'applicazione di due sole cadute. L'aumento del numero di queste porta ulteriori piccoli vantaggi solo se il padiglione è molto esteso nel senso della sua lunghezza. Comunque necessita tener presente che, col crescere del numero delle discese, aumentano sia le bobine di accordo, sia il valore di induttanza di ognuna di queste, e conseguentemente sale rapidamente la spesa d'impianto. Normalmente questa risulta di notevole entità ed è sempre conveniente, nel caso dell'applicazione di più di due discese, studiare il problema non solo dal punto di vista tecnico, ma anche da quello economico.

in parte circondata da caseggiati di rilevante altezza (rispetto a quella dell'antenna) e non è stato possibile eseguire ulteriori determinazioni di h_e in diversi punti dell'orizzonte. Alcune misure fatte in prossimità del padiglione ($D < \lambda$) confermerebbero tuttavia che il diagramma di radiazione ha una forma praticamente circolare.

4. - Resistenza di terra e altezza equivalente di un'antenna a discese multiple.

L'antenna a discese multiple risolve il problema della riduzione della resistenza di perdita scomponendo il sistema radiante in tanti elementi singoli disposti in parallelo, per cui, se R_{p0} è la resistenza di ciascuno di questi, quella complessiva risulta: $R_p = \frac{R_{p0}}{n}$. E poichè la R_{p0} va man mano aumentando con l'aumentare del numero delle discese, si raggiunge ben presto il limite, oltre il quale non è più possi-

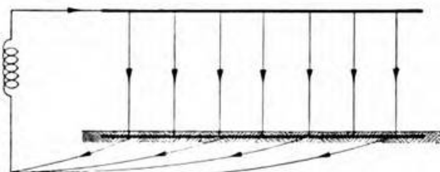


Fig. 14. — Schema di principio del condensatore antenna-terra.

bile ottenere vantaggi pratici. Per migliorare ulteriormente il sistema occorre evidentemente prendere in esame la riduzione del valore delle singole resistenze R_{p0}, in altri termini studiare le possibilità di applicazione, ai radiatori elementari dell'antenna a discese multiple, dei diversi sistemi escogitati per ridurre la resistenza di terra dei padiglioni ad unica discesa.

È noto che il sistema antenna-terra può essere paragonato ad un condensatore (fig. 14), le cui armature si identificano rispettivamente col padiglione orizzontale e con lo strato conduttore del terreno. Lo spazio dielettrico compreso fra le due armature può essere considerato come perfetto, per quanto riguarda l'aria, mentre la rimanente parte sottostante (suolo, vegetazione, e via dicendo) è sede di una dissipazione di energia per effetto Joule ed isteresi dielettrica. Inoltre, a causa della scarsa conduttività dello strato di terreno che costituisce l'armatura inferiore del condensatore fittizio, le correnti che lo percorrono convergendo verso la base dell'antenna causano ulteriori perdite per effetto Joule, ed anche per isteresi dielettrica. Allo scopo di ridurle, è utile procedere ad una metallizzazione del terreno sottostante l'antenna in modo da costituire una vera armatura conduttrice interrata, in prossimità della superficie del suolo. Si riesce così a raccogliere gran parte delle linee di flusso riducendo il loro percorso in profondità, nella zona del dielettrico imperfetto. Teoricamente risulterebbe conveniente costruire una rete di terra a maglie le più fitte possibili, ma evidentemente la questione deve essere considerata anche dal punto di vista dell'economia, perchè la zona di terreno da metallizzare è normalmente molto estesa.

Per conoscere la legge di variazione delle perdite in funzione del distanziamento dei conduttori, per un determinato terreno, non c'è altra via che l'esperienza sul posto. A titolo di esempio si riportano i dati ricavati sopra l'antenna in esame. Come si è detto in precedenza, la metallizzazione del terreno è stata fatta, in questo caso, con conduttori disposti normalmente a quelli d'antenna e riuniti fra loro da un unico collettore centrale. Le curve delle figure 15 e 16 mostrano l'andamento che assume il valore della resistenza complessiva d'antenna al variare sia della distanza fra le diverse traverse, sia della loro lunghezza.

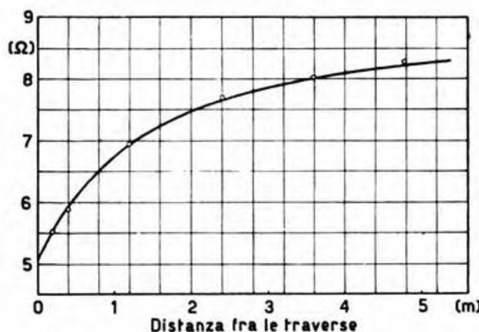


Fig. 15. — Variazione della resistenza di antenna al variare della distanza fra i conduttori che formano la rete di terra.

Il sistema della metallizzazione del terreno diminuisce fortemente le perdite dielettriche, ma lascia sussistere quelle per effetto Joule dovute alle correnti che circolano nel suolo e nei fili conduttori della rete di terra. Per ridurre anche quest'ultima causa di perdite, si può applicare ai singoli elementi dell'antenna Alexanderson il sistema delle prese di terra multiple ([9]) normalmente utilizzato per i grandi padiglioni a discesa unica.

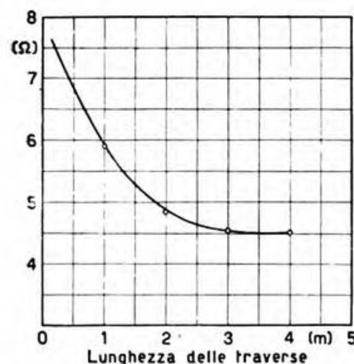


Fig. 16. — Variazione della resistenza di antenna al variare della lunghezza dei conduttori che formano la rete di terra.

Si supponga di conoscere la distribuzione del campo elettrostatico nell'intorno dell'antenna e di suddividere il terreno in diverse zone, ciascuna delle quali sia investita da un medesimo numero di linee di campo. Se si riuniscono i centri delle zone anzidette alla discesa d'antenna (fig. 17) con linee aeree della medesima impedenza (regolabile per mezzo delle induttanze aggiunte L') si può ottenere una eguale ripartizione

---

([9]) A. MEISSNER: loc. cit.
P. BOUVIER: Antennes à prises de terre multiples - Radioélectricité, 1922, III, p. 459.
R. MESNY: Radio-électricité générale - É. Chiron, Paris, 1935, II, p. 403.

delle correnti e conseguentemente un equilibramento del potenziale dei diversi punti *A*, *B*, *C* della rete di terra. In tale modo, oltre ad offrire alle correnti una via meno resistente, si riducono le perdite nel terreno poichè solo i conduttori aerei sono teoricamente percorsi da corrente.

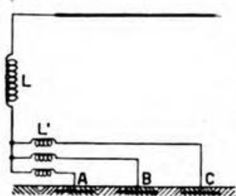


Fig. 17. — Disposizione schematica delle prese di terra multiple.

L'attuazione del sistema di terre a prese multiple richiede di conseguenza un preventivo studio per la determinazione del campo elettrostatico, che deve essere eseguito di volta in volta in relazione ai dati geometrici dell'antenna impiegata.

In linea di massima, per un'antenna a padiglione orizzontale, egualmente sviluppato in tutte le direzioni e quindi dotato di simmetria assiale, la distribuzione del campo elettrostatico ha un andamento simile a quello della figura 18, e le diverse prese di terra risultano disposte a raggera rispetto alla discesa centrale. Viceversa, per un padiglione dissimmetrico la loro distribuzione deve essere adattata alla speciale forma dell'antenna ed in tale caso, invece di riunire singolarmente tutte le prese di terra alla discesa di antenna, queste si possono collegare, a mezzo delle induttanze di regolazione, ad alcune linee collettrici formate con uno o più fili tesi orizzontalmente sopra il terreno. In particolare per l'antenna a discese multiple, che risulta costituita da elementi radianti geometricamente diversi uno dall'altro, occorre esaminare il problema per ogni singola sezione ed adottare per ciascuna di esse la soluzione che meglio risponde ai concetti precedentemente esposti. Su tale argomento, per il caso di un'antenna Alexanderson simile al modello esaminato, è in corso un apposito studio.

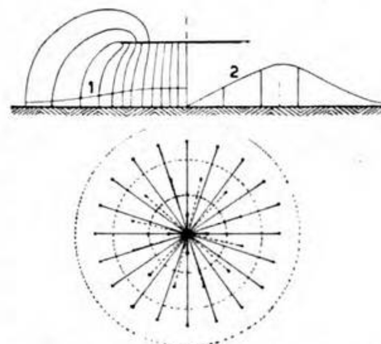


Fig. 18. — Distribuzione del campo e delle prese di terra multiple per una antenna a simmetria assiale: 1 - intensità del campo alla superficie del suolo; 2 - intensità di corrente che può essere raccolta da ciascuna zona circolare delle prese di terra in relazione alla loro distanza dalla discesa centrale.

Per completare l'argomento dell'antenna a discese multiple esamineremo ancora brevemente la questione dell'altezza equivalente.

È noto che questa, per un radiatore lineare verticale, varia fra i valori h ed $\frac{h}{2}$, essendo h l'altezza geometrica, a seconda che trattasi di un'antenna a capacità concentrata in alto oppure di un'antenna

caricata con induttanza alla base e priva di capacità terminale. Per utilizzare al massimo l'altezza effettiva delle torri di sostegno conviene quindi, una volta fissate le dimensioni del padiglione orizzontale, aumentare ancora il valore della capacità terminale agendo, nel caso dell'antenna Alexanderson, sulle cortine di discesa poste alle due estremità. Necessita però tener presente che, se da un lato è conveniente sfruttare tali cortine per aumentare la capacità totale, dall'altro la loro inclinazione verso il terreno dà luogo ad una diminuzione dell'altezza equivalente, per cui in definitiva, una volta stabilite le dimensioni del padiglione orizzontale ed il valore della tensione massima ammissibile, è utile ricercare praticamente le condizioni, per le quali si verifica la maggior efficienza del complesso radiante, utilizzando il più possibile l'altezza delle torri di sostegno.

Per una data frequenza di lavoro e per una determinata tensione di antenna, l'efficacia di questa risulta proporzionale al prodotto $h_e\, C$;

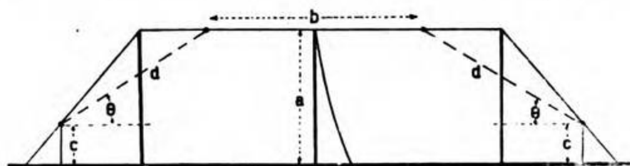


Fig. 19. — Schema ridotto dell'antenna a tre discese per il calcolo dell'altezza equivalente.

occorre quindi ricercare la condizione di massimo di tale prodotto, agendo opportunamente sul valore della capacità. Il problema può essere risolto analiticamente con l'aiuto dei procedimenti di Howe.

Nel caso particolare dell'antenna in esame (con tre discese accordate), si è esaminata la possibilità di ottenere la massima efficienza, mantenendo le discese estreme a conduttori paralleli, lasciandone invariata l'inclinazione e modificando invece la lunghezza, in modo da variare l'altezza effettiva del limite estremo del padiglione vero e proprio.

Per il calcolo, l'antenna può considerarsi costituita da tre elementi radianti posti in parallelo, uno centrale a forma di T (fig. 19) e due laterali, ciascuno formato da un tratto verticale, di altezza eguale alla sopraelevazione rispetto al terreno dell'estremo della cortina, e da un tratto obliquo inclinato di un angolo θ rispetto all'orizzontale.

Utilizzando le due formule fornite dal Cutting [10]:

$$h'_e = \left[\frac{a^2 + 2\,ab}{2\,(a+b)}\right]^2, \qquad h''_e = \left[\frac{c^2 + 2\,cd + d^2 \operatorname{sen} \theta}{2\,(c+d)}\right]^2,$$

si possono calcolare le altezze equivalenti dei radiatori elementari e successivamente quella dell'antenna completa con la relazione:

[10] F. Cutting: loc. cit.

$$h_e = \frac{h'_e\, h''_e}{\sqrt{h''^2_e + 2\, h'^2_e}} \, .$$

I risultati dei calcoli sono indicati nella tabella VI, nella quale sono pure riportati i corrispondenti valori ottenuti praticamente sul modello, con misure di campo.

TABELLA VI.

Altezza dal suolo dell'estremo della cortina di discesa (m)	Capacità misurata del padiglione (mμF)	Altezza equivalente calcolata (m)	Altezza equivalente misurata (m)
1,5	1,22	3,98	2,85
2,5	1,10	4,25	3,15
3,0	1,06	4,39	3,23
3,5	1,02	4,46	3,34

I valori misurati risultano notevolmente inferiori a quelli ottenuti dal calcolo, poichè ovviamente nel caso pratico sono presenti tutte le cause

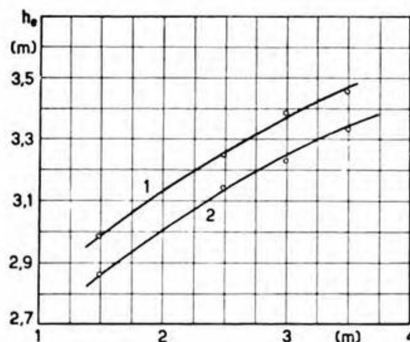


Fig. 20. — Variazione dell'altezza equivalente dell'antenna al variare della sopraelevazione rispetto al terreno del limite inferiore delle discese estreme: 1 - valori calcolati (diminuiti di un metro); 2 - valori misurati.

di assorbimento che non vengono considerate nella trattazione teorica. Ciò nonostante la variazione che si verifica nell'altezza equivalente al variare della sopraelevazione sul terreno dell'estremo della cortina è praticamente la stessa (fig. 20).

Se si riportano in un grafico (fig. 21) i valori del prodotto $h_e C$, si vede che la variazione è tutt'altro che critica, ossia che ampie variazioni dei tratti inclinati hanno un effetto del tutto insignificante sopra l'effi-

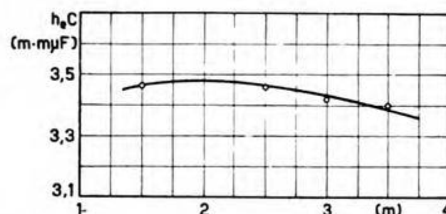


Fig. 21. — Variazione dell'efficacia dell'antenna al variare della sopraelevazione rispetto al terreno del limite inferiore delle discese estreme.

cacia dell'antenna. Sembra tuttavia che nel caso in esame le condizioni di ottimo si verifichino quando il tratto delle cortine estreme resta limitato all'altezza di circa due metri dal suolo.

5. - Conclusione.

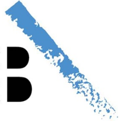
Lo studio dell'antenna tipo Alexanderson ed i risultati delle esperienze eseguite permettono di fissare i seguenti dati di massima che rappresentano le condizioni di miglior attuazione, nel caso particolare del modello costruito, e sui quali possono essere basati i calcoli di progetto per una costruzione normale:

1º Ammesso l'impiego di tre piloni dell'altezza di 6 K metri, portanti una traversa di sostegno di 2 K metri, e distanti fra loro 16,7 K metri, è conveniente adottare una cortina d'antenna formata con 14 fili conduttori.

2º Il numero delle discese accordate da applicare al padiglione può essere limitato a tre. Supposto che le due discese estreme siano inclinate di un angolo di circa 60º rispetto alla verticale e mantenute a conduttori paralleli, conviene siano estese fino ad un'altezza di circa 2 K metri dal suolo.

3º La rete di terra da sistemare nella zona sottostante al padiglione conviene comprenda una superficie di circa 55 K metri × 8 K metri e può essere formata ad esempio con conduttori, disposti trasversalmente a quelli d'antenna, ad una distanza di 0,2 K metri fra loro.

In tali condizioni la capacità totale dell'antenna è all'incirca eguale a 1,12 K mμF e l'induttanza necessaria all'accordo di ogni singola discesa, per una frequenza di $\frac{480}{K}$ kHz, è circa 0,3 K mH.



Ringrazio il tenente A. N. Ferrario ed il capo elettricista di 1ª classe Giannoni, del Centro Radiotelegrafico Transcontinentale di Roma, che hanno collaborato alla costruzione del modellò e all'esecuzione di tutte le misure.

Roma, febbraio 1940-XVIII.

Ministero della Marina.

RECENSIONI

GENERATORI, OSCILLATORI, TRASMETTITORI.

R. Golicke — **Generatori di oscillazioni con tubi a più griglie a limitazione di corrente.** (E. N. T., novembre-dicembre 1939, XVI, 11-12, pag. 286-297, con 21 fig.).

Nei comuni oscillatori a triodo, la stabilizzazione delle oscillazioni generate è ottenuta per limitazione di tensione, conseguita per effetto della corrente di griglia circolante nel circuito per il negativo automatico. La variabilità del carico nel circuito di griglia, dovuta a svariati fattori, influisce sfavorevolmente sulla costanza della frequenza generata. Le correnti ottenute sono notevolmente distorte e, se occorrono correnti

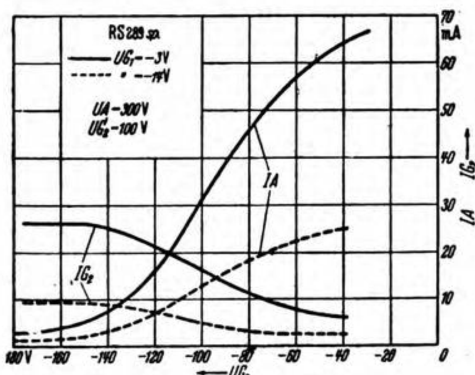


Fig. 1. — Caratteristiche di ripartizione della corrente in un pentodo: *UA*, tensione anodica; UG_1, UG_2, tensioni della prima e della seconda griglia.

sinusoidali, bisogna ridurre a valori molto piccoli l'intervallo di eccitazione del tubo. Ciò comporta una regolazione assai critica dell'accoppiamento reattivo e perciò una scarsa sicurezza di funzionamento.

Una stabilizzazione ottenuta invece per limitazione di corrente risulta immune da tali inconvenienti. Essa può conseguirsi quando le caratteri-

stiche statiche del tubo presentino, al·disopra e al disotto di un tratto intermedio rettilineo, zone sensibilmente incurvate in sensi opposti. Caratteristiche di tale tipo possono ottenersi in un pentodo o in un esodo, quando la prima griglia venga polarizzata negativamente in modo che agisca come limitatrice della corrente emessa dal catodo.

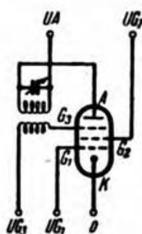


Fig. 2.
Oscillatore con reazione alimentata dall'anodo.

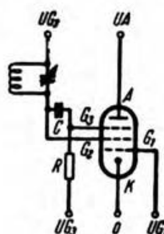


Fig. 3.
Oscillatore con reazione alimentata dalla griglia acceleratrice.

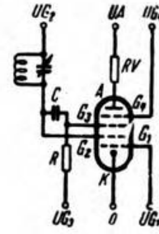


Fig. 4.
Oscillatore con circuito di uscita non reattivo.

Se allora alla seconda griglia ed all'anodo sono applicate tensioni positive, le correnti che raggiungono questi elettrodi sono funzione del potenziale della terza griglia. La loro somma è costante, e le caratteristiche delle due correnti hanno l'andamento indicato nella figura 1 dalle curve IG_2 e IA, tracciate in funzione della tensione UG_3 della terza griglia. Questa assume allora la funzione di elettrodo di comando, che può essere accoppiato reattivamente a un circuito oscillatorio collegato sia alla griglia G_2, sia all'anodo A (fig. 2 e 3). La griglia di comando è sempre negativa, quindi non assorbe corrente. Poichè le variazioni della tensione eccitatrice fanno variare simultaneamente e in senso opposto IG_2 e IA, il circuito di utilizzazione può essere collegato a quello di tali elettrodi che non è connesso col circuito oscillatorio. Ne risulta una completa indipendenza della reazione dal carico. Tale separazione è più netta se si adotta un esodo (fig. 4) con la quarta griglia a potenziale 0.

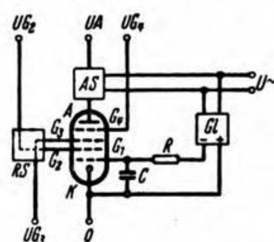


Fig. 5. — Oscillatore con regolazione automatica della tensione di uscita: RS, circuito di reazione; AS, circuito di uscita; Gl, raddrizzatore.

Se l'eccitazione del tubo è limitata all'intorno del punto di flesso delle caratteristiche, la corrente oscillatoria ottenuta è praticamente indistorta.

È da avvertire però che la limitazione dell'ampiezza delle oscillazioni, che è conseguita per effetto della curvatura poco pronunciata delle caratteristiche, si rivela in pratica poco stabile, cosicchè variazioni anche piccole del carico, del grado di reazione o delle costanti del tubo comportano variazioni

molto ampie delle oscillazioni generate o addirittura il disinnesco di esse. A questo inconveniente si può ovviare mediante un dispositivo di regolazione della tensione di polarizzazione della prima griglia, dalla quale dipendono sia la pendenza delle caratteristiche, sia il grado di reazione. Si può adottare lo schema della figura 5, ove la tensione di polarizzazione di G_1 è ottenuta mediante raddrizzamento della tensione ai capi del circuito di uscita AS. I valori di R e C determinano la costante di tempo del sistema di regolazione. Questo non richiede spesa di energia, poichè G_1 è sempre negativa.

Nel lavoro originale vengono esaminate particolareggiatamente, ed illustrate con esempi pratici, le proprietà di tali oscillatori, mediante i quali è possibile risolvere problemi di notevole interesse pratico, e, in particolare, si possono attuare oscillatori di misura, semplici e modulati, di notevole stabilità e aventi basso fattore di distorsione. *E. Cr.*

MISURE.

M. J. O. STRUTT e K. S. KNOL — **Misure di correnti, tensioni ed impedenze fino a lunghezze d'onda di 20 cm.** (H. F. Techn. u. El. Ak., giugno 1939, LIII, 6, pag. 187-195, con 22 fig.).

M. J. O. STRUTT e K. S. KNOL — **Misure di correnti e tensioni fino a lunghezze d'onda di 20 cm.** (Proc. I. R. E., dicembre 1939, XXVII, 12, pag. 783-789, con 12 fig.).

Nel campo delle misure di tensione vengono analizzati i tre voltmetri a diodo mostrati nella figura 1. Nel primo circuito (*a*) la tensione alternata perviene al diodo attraverso il condensatore C_1, che impedisce

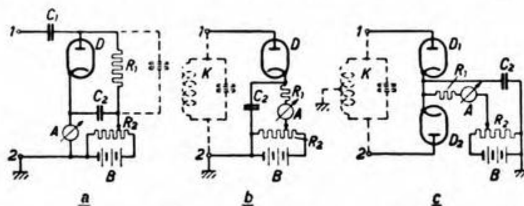


Fig. 1. — Tre schemi di voltmetri a diodo: A, microamperometro; B, batteria; C_1, piccolo condensatore di accoppiamento; C_2, condensatore di blocco in mica, di circa 1000 μμF; D, diodo; R_1, resistenza di circa 0,1 MΩ; R_2 potenziometro.

il passaggio della corrente continua; nel secondo (*b*) la corrente del diodo può anche fluire attraverso il circuito oscillatorio K; nel terzo (*c*) i morsetti 1 e 2 presentano per l'alta frequenza eguale impedenza rispetto alla terra (lo schermo): si può così ad esempio inserire fra questi due punti un circuito oscillatorio il cui punto di mezzo sia messo a terra (circuito in controfase).

I circuiti equivalenti di questi tre voltmetri in relazione alla corrente alternata sono rappresentati nella figura 2. Il rapporto fra l'ampiezza V_M della tensione alternata applicata al diodo e l'ampiezza della corrente alternata che lo attraversa è indicato con R_i; il suo valore, dedotto

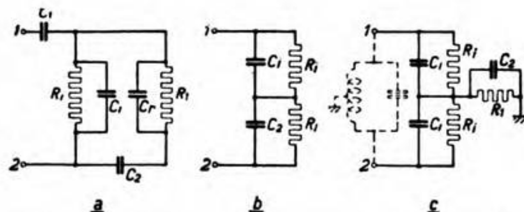


Fig. 2. — Circuiti equivalenti per la corrente alternata dei tre voltmetri della figura 1.

tenendo conto delle caratteristiche del tubo, varia fra $V_M/(2\,I_g)$ per grandi tensioni alternate e $V_M/(0{,}8\,I_g)$ per piccole tensioni alternate, essendo I_g la corrente continua misurata dal microamperometro A indicato nella figura 1. Il valore di R_1 deve essere considerato per l'alta frequenza generalmente molto diverso da quello per corrente continua; C_r è la capacità intrinseca al resistore R_1. Poichè C_2 è sempre dimensionata in modo che la sua impedenza sia piccola rispetto a quella di R_1, si può trascurare la sua impedenza e nello schema *a* considerare in parallelo R_1, C_i (capacità del diodo) e C_r, tenendo anche conto del fatto che R_i è molto grande rispetto a R_1. Con queste ipotesi si ottengono relazioni semplici fra le due parti, reale ed immaginaria, dell'impedenza d'entrata dei voltmetri.

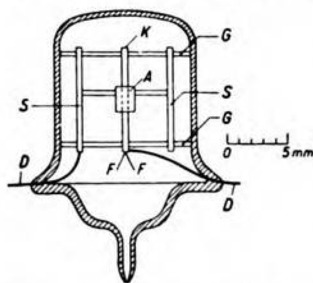


Fig. 3. — Diodo usato nei voltmetri della figura 1: *A*, anodo; *D*, connessioni degli elettrodi; *F*, filamento; *G*, piastrine di mica; *K*, catodo; *S*, sostegni.

Nelle misure di tensione è stato usato il diodo speciale della figura 3. La lunghezza dei collegamenti, che costituiscono induttanze dannose specialmente per le altissime frequenze, è stata ridotta al minimo possibile; C_i è di 0,5 $\mu\mu$F ed R_i di 1 MΩ per I_g eguale a circa 0,5 μA.

Nelle misure di corrente sono stati usati strumenti a dilatazione d'aria e termocoppie. I primi, come si vede dalla figura 4, sono costituiti da due tubicini 1, chiusi, contenenti un filo sottile 2 (20 μ di diametro per lunghezze d'onda di 20 cm) di costantana. I due tubicini sono messi in comunicazione attraverso i capillari 3, 4 e 7 collegati dai tubi di gomma 6 e 6'. Quando uno dei due fili 2 viene percorso da una corrente, l'aria contenuta nel tubicino si scalda, si dilata e provoca

lo spostamento della gocciolina 5 di liquido colorato, contenuta nel capillare 4. Uno dei due fili viene percorso dalla corrente da misurare e l'altro da una corrente continua nota che si regola fino a che la gocciolina colorata non rimane ferma con la contemporanea inserzione delle due correnti. Il sottile capillare 7 serve ad annullare lentamente la differenza di pressione fra i due tubicini 1.

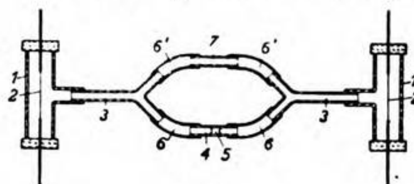


Fig. 4.
Milliamperometro a compensazione.

Due esemplari di termocoppie adatte per correnti di alcuni milliampere e per elevatissime frequenze sono mostrati nella figura 5. La Th 1, di costruzione più complicata della Th 2, ha il vantaggio su questa di possedere un filamento riscaldatore di minore capacità e di minore mutua induzione rispetto alla coppia ed ai collegamenti.

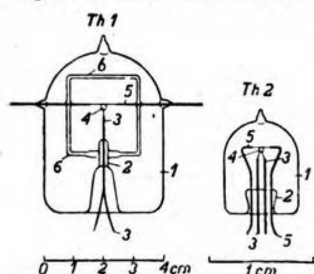


Fig. 5. — Termocoppie per misura di correnti: 1, involucro di vetro; 2, supporto della coppia; 3, coppia; 4, perla isolante; 5, filamento riscaldatore di 10-20 micron di diametro; 6, supporto del filamento.

Per la taratura degli strumenti misuratori di corrente è stato usato il dispositivo indicato nella figura 6. Un sistema di fili paralleli 1 è accoppiato ad un oscillatore *Tr*; attraverso i due fusibili 2 in alto vuoto si arriva alle due termocoppie 3, uguali fra di loro e del tipo Th 1. Lo strumento 6 è la termocoppia da tarare, il 7 è uno dei due tubicini del misuratore di corrente della figura 4, ed i 5 sono millivoltmetri per corrente continua. Le resistenze di 6 e di 7 sono state scelte il più possibile eguali tra loro; il conduttore di corto circuito dei due fili è messo a terra nel punto di mezzo 8. I condensatori 4 e la schermatura di tutto l'apparecchio sono necessari per eliminare ogni effetto dovuto alla presenza dell'operatore. Con questo dispositivo si è trovato che le termocoppie del tipo Th 2 presentano un errore del 2 % a 200 MHz mentre per quelle del tipo Th 1 l'errore è inferiore al 2 % anche a 1500 MHz.

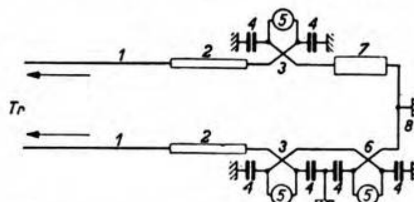


Fig. 6. — Schema del dispositivo per la taratura di milliamperometri fino a lunghezze d'onda di 20 cm.

Le misure di impedenza sono state eseguite con metodi di sostitu-

zione o con metodi assoluti in base alla forma della curva di risonanza. I voltmetri necessari per la misura delle tensioni sono stati tarati soltanto in valori relativi di tensione per mezzo del dispositivo della figura 6.

L'apparecchiatura per la taratura assoluta dei voltmetri per lunghezze d'onda di alcuni metri è invece mostrata nella figura 7. Due induttanze

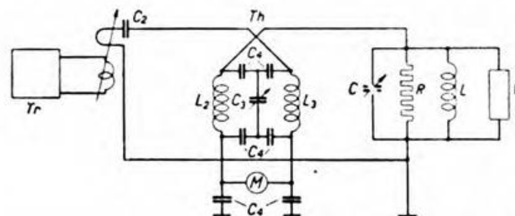


Fig. 7. — Dispositivo per la taratura assoluta di un voltmetro a diodo con una termocoppia tarata, per lunghezze d'onda di alcuni metri: C_4, condensatori di blocco; M, millivoltmetro.

eguali L_2 ed L_3 vengono accordate alla frequenza di risonanza con un condensatore variabile C_3: questo complesso costituisce un circuito risonante fra il contatto della coppia e la terra. La corrente indotta dall'oscillatore Tr nel circuito secondario passa attraverso C_2 e si dirama in due parti: l'una va a terra attraverso il circuito risonante LC, d'impedenza R alla risonanza, e l'altra va a terra attraverso la capacità C_t fra coppia e riscaldatore della termocoppia e attraverso il circuito risonante $L_3 C_3$, di resistenza R_t alla risonanza.

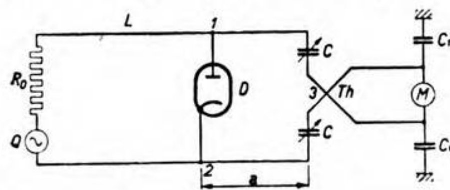


Fig. 8. — Dispositivo di taratura assoluta di un voltmetro a diodo per lunghezze d'onda dell'ordine del metro: C_1, condensatori di blocco; M, millivoltmetro.

Se l'impedenza $[R_t^2 + 1/(\omega^2 C_t^2)]^{1/2}$ di questo secondo ramo è molto grande rispetto alla R sulla quale è posta in derivazione, la tensione ai capi del voltmetro V è eguale al prodotto di R per la corrente indicata dalla termocoppia tarata Th. La resistenza R viene misurata col metodo di variazione di capacità; è necessario allora che C_2 sia così piccola che la corrente indicata da Th rimanga costante al variare dell'impedenza del circuito $C L$.

Per lunghezze d'onda di circa 1 m è stato usato lo schema di misura della figura 8. Un sistema bifilare L viene alimentato da una sorgente Q di f. e. m. alternata, che presenta una resistenza interna R_0 eguale all'impedenza caratteristica della linea L. All'estremità dei fili è disposta una termocoppia tarata Th ed alla distanza a il voltmetro D da tarare. I condensatori variabili C servono per compensare l'indut-

tanza del riscaldatore e delle sue connessioni. Quando *a* è uguale a $\lambda/2$ la tensione ai capi del voltmetro è uguale a quella ai capi di *Th*. Nota la resistenza dellá termocoppia, dalla lettura della corrente si ricava subito la tensione applicata al voltmetro. *G. G.*

L. ROHDE e G. OPITZ — **Misura di conduttanze per mezzo di un diodo rettificatore.** (H. F. Techn. u. El. Ak., ottobre 1939, LIV, 4, pag. 116-121, con 15 fig.).

Viene descritto un nuovo metodo a risonanza per la misura di conduttanze a frequenze estremamente alte, essendo il limite superiore definito solamente dal tempo di transito degli elettroni in un diodo.

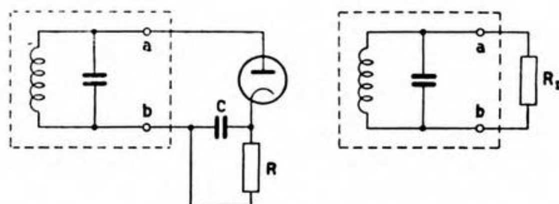


Fig. 1. — Circuito del diodo e schema equivalente.

Un raddrizzatore a diodo applicato in parallelo ad un circuito risonante, come nella figura 1, si comporta per la radiofrequenza come una resistenza R_D, funzione della conduttanza S del diodo. Questa dipen-

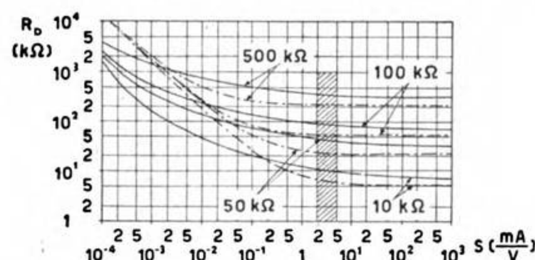


Fig. 2. — Relazione fra la resistenza R_D per alta frequenza e la conduttanza S, per tensione alternata sinoidale. Le curve a tratto interrotto corrispondono al caso di una caratteristica lineare; quelle a tratto continuo al caso di una caratteristica quadratica. L'area tratteggiata rappresenta il campo di lavoro.

denza è mostrata nella figura 2 per diversi valori della resistenza R del raddrizzatore, quando ai capi del circuito oscillatorio si ha una tensione di 20 V. Sono riportati i valori calcolati di R_D in base alla premessa di una caratteristica lineare del diodo $i = Sv$, e in base a quella di una

caratteristica quadratica $i = Tv^2$. Si vede chiaramente come per la caratteristica lineare il valore di R_D tenda ad $R/2$, e il valore di resistenza che il dispositivo, nei casi pratici, presenta sia sempre assai vicino a questo limite.

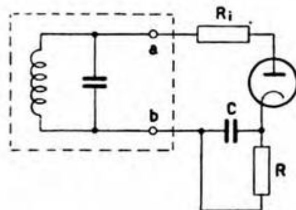


Fig. 3. — Dispositivo per ottenere ai capi del raddrizzatore una distorsione della tensione sinoidale.

Nella trattazione teorica il fattore di qualità del circuito oscillatorio è stato supposto maggiore di 100 per evitare l'aumento di R_D dovuto alle armoniche. Questo è stato invece esaminato con il circuito della figura 3; fra il raddrizzatore ed il morsetto a è stata inserita una resistenza R_i di 100 Ω che ha un'influenza, agli effetti del comportamento delle armoniche, equivalente a quella di diminuire il fattore di qualità della bobina a circa 20. Nella figura 4 sono rappresentate le relazioni fra la resistenza R_D e la conduttanza S del diodo. Come parametri sono state scelte le resistenze R ed R_i. L'effetto di R_i è di aumentare R_D specialmente per i valori di S maggiori di $1/R_i$. Dalle misure eseguite si può però concludere che per valori del fattore di qualità maggiori di 15 si ottengono valori di R_D che differiscono per meno del 2 % da quelli ottenuti con fattore di qualità di valore superiore a 100.

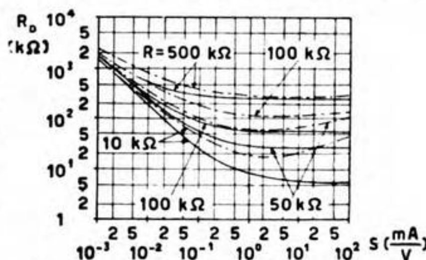


Fig. 4. — Relazione fra la resistenza R_D per alta frequenza e la conduttanza S per tensione alternata distorta. Le curve a tratto continuo si riferiscono al caso $R_i = 0$; quelle a tratto interrotto, al caso $R_i = 100\,\Omega$.

La misura di un'ammettenza Y_X viene eseguita con questo metodo per sostituzione, in base allo schema della figura 5. La tensione viene applicata al circuito risonante attraverso la capacità di accoppiamento C_0. Inizialmente sono inseriti in parallelo l'induttanza L, la capacità C, l'ammettenza Y_X e il raddrizzatore; ai capi del circuito si ha una tensione di 20 V, indicata dal voltmetro a diodo V. In un secondo tempo si toglie l'ammettenza Y_X e si ristabilisce la risonanza variando C di $\pm \Delta C$. Il valore della suscettanza di Y_X è dato da $\pm \omega \Delta C$. Frattanto la tensione alla risonanza è cambiata; perciò si varia R di Δr fino a che non si ha di nuovo ai capi del circuito la tensione di 20 V. Dai valori R e Δr si deduce subito la parte reale di Y_X. La taratura di R_D per i valori piccoli di R è ottenuta con metodo di sostituzione, mentre per quelli alti si assume $R_D = R/2$.

Secondo questo principio sono state costruite due apparecchiature. Per la prima la gamma di frequenza di lavoro va da 0,1 a 10 MHz, ΔC_{max} è 1100 μμF e la resistenza incognita $1/G_x$ deve essere compresa tra 1000 Ω e 300 MΩ; la seconda funziona invece per le frequenze da 10 a 100 MHz, ha un ΔC_{max} di 80 μμF e $1/G_x$ deve essere compreso fra 1000 Ω e 10 MΩ. Mentre G_x viene determinato con una esattezza di 2,5 %, ΔC viene determinata con una esattezza di 1 %.

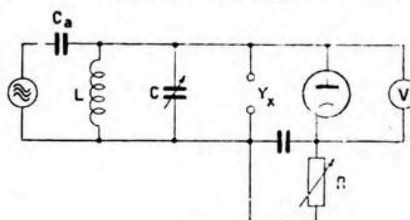


Fig. 5.
Schema di misura di ammettenze.

G. G.

TUBI ELETTRONICI.

A. DE QUERVAIN — **Un nuovo schermo luminescente per tubi a raggi catodici particolarmente adatto per televisione.** (H. F. Techn. u. El. Ak., novembre 1939, LIV, 5, pag. 151-153).

Per i tubi a raggi catodici vengono praticamente usate due specie di schermi luminescenti: gli schermi trasparenti e quelli opachi.

Nei primi la sostanza luminescente è finemente suddivisa sul fondo del tubo, dalla parte interna. La carica portata dai raggi catodici viene neutralizzata o per conduzione o per emissione secondaria; ogni schermo si carica fino alla tensione per cui si manifesta l'equilibrio fra gli elettroni che vi arrivano e quelli che lo lasciano. Ciò dà origine ad un campo elettrico, che frena gli elettroni provenienti dal catodo diminuendo l'effetto della tensione anodica. La sostanza luminescente è soggetta ad una elevata sollecitazione elettrica e termica, particolarmente quando essa viene colpita oltre che dal raggio catodico anche da ioni negativi.

Gli schermi opachi sono costituiti invece da una piastra metallica su cui è spalmata la sostanza luminescente: essi si possono portare alla tensione anodica e permettono inoltre un rapido raffreddamento, aumentando così la durata di vita del tubo. Il fatto però, che lo schermo debba venir osservato dalla stessa parte che è rivolta verso la sorgente elettronica, porta a gravi difficoltà costruttive.

I vantaggi dei due sistemi sono stati riuniti mediante un nuovo tipo di schermo metallico, costituito da un sottile foglio di alluminio dello spessore di 5 micron, teso su un anello metallico. Gli elettroni provenienti dal catodo attraversano in gran parte (95 % degli elettroni incidenti per una tensione anodica di 50 kV) il foglio metallico e producono la luminescenza della sostanza sensibile posta dalla parte opposta del catodo. Lo schermo luminescente è collegato, all'interno del tubo, con l'anodo.

Viene così risolto il problema della conducibilità dello schermo e contemporaneamente è ottenuto un soddisfacente raffreddamento. Un ulteriore, essenziale vantaggio consiste nella proprietà di filtrare gli ioni negativi, eliminando in tal modo la principale causa di deterioramento e d'impoverimento della sostanza sensibile. *G. G.*

VARIE.

H. E. KALLMANN — **Sorgente di luce strobocospica.** (Proc. I. R. E., novembre 1939, XXVII, 11, pag. 690-692, con 2 fig.).

È descritto un nuovo tipo di stroboscopio ad alta velocità, che permette di ottenere frequenze di eccitazione di una sorgente luminosa di oltre 200 kHz, invece dei 20 kHz generalmente forniti dalle lampade a scarica nel gas.

Il principio consiste nell'eccitare la fluorescenza di un opportuno schermo mediante brevi impulsi di corrente che sono generati con il circuito di figura 1. Le oscillazioni si creano grazie alla capacità propria dell'avvolgimento del trasformatore di reazione e si manifestano molto intense, dato lo stretto accoppiamento che esiste tra il circuito anodico e quello di griglia; se la costante di tempo del complesso *R*, *C* di polarizzazione è sufficientemente elevata, tali oscillazioni vengono interrotte ad una frequenza il cui valore è regolabile variando *R* oppure *C*. La durata dell'impulso di corrente anodica può essere dell'ordine di 0,2 μs, mentre l'intervallo tra due impulsi successivi può ridursi a 4 μs; evidentemente il limite superiore di frequenza vien dato dalla frequenza di oscillazione propria del trasformatore. La sorgente luminosa è l'anodo stesso del triodo, rivestito di materiale fluorescente dalla parte del catodo.

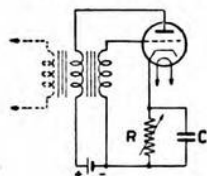


Fig. 1. — Circuito della sorgente di luce stroboscopica.

L'autore ha constatato sperimentalmente che il piccolo triodo Marconi-Osram MH41 può sopportare un carico anodico momentaneo di 5 kW; dunque, ammettendo una efficienza luminosa dello schermo di 2 candele per watt, si prevede una intensità luminosa di 10 000 candele.

Non volendo ricorrere a tubi speciali è possibile utilizzare il circuito di figura 1 per generare gli impulsi, ed applicare poi questi ad un normale tubo a raggi catodici. *F. C.*

CRONACA TECNICA

APPLICAZIONI VARIE.

Già nel numero di marzo 1939 del *Techn. News Bull.* del « National Bureau of Standards » erano stati posti in rilievo i numerosi vantaggi che il sistema di **sonda dell'alta atmosfera per via radio** offre rispetto ai dispositivi finora usati, per esempio rispetto a quelli consistenti in normali apparecchi misuratori di pressione, di temperatura e di umidità montati su aereoplani.

L'apparecchiatura complessiva è costituita da un pallone sonda e da una stazione radioricevente, collocata a terra. Il pallone trasporta unicamente gli elementi sensibili alla pressione barometrica, alla temperatura e all'umidità dell'aria, un radiotrasmettitore e i dispositivi di modulazione della frequenza da esso trasmessa, comandati dai fattori atmosferici suddetti. I segnali modulati, ricevuti ed automaticamente registrati dalla stazione a terra, forniscono l'andamento della temperatura e dell'umidità in funzione della pressione barometrica, cioè dell'altezza (1).

Il complesso permette di spingere le osservazioni all'incirca a 20 km di altezza — le osservazioni effettuate su aereoplano sono possibili fino ad un massimo di 6 km, chè al di sopra subentrano condizioni di volo troppo sfavorevoli — con una regolarità e precisione di osservazione, quali sono compatibili con le esigenze dei metodi analitici impiegati per la previsione del tempo. Inoltre, mentre l'aereoplano di osservazione richiede circa 90 minuti per salire fino a 6 km, il pallone sonda dopo 100 minuti giunge a 20 km d'altezza.

Nel fascicolo di dicembre 1939 dello stesso periodico vengono confermati i risultati soddisfacenti conseguiti mediante tali radiosonde da 12 stazioni meteorografiche, durante l'anno 1938-39, e soprattutto l'ottimo comportamento di un dispositivo igrometrico (fondato sulla variazione della resistenza elettrica di alcuni sali al variare dell'umidità) (2), che permette di ridurre il tempo di osservazione, per un'ascesa

(1) Proc. I. R. E., 1938, XXVI, p. 1235; A. F., 1939, VIII, p. 104.
(2) J. Research N. B. S., 1939, XXIII, p. 701; A. F., 1940, IX, p. 186.

fino a 20 km, a soli 50 minuti all'incirca. Tale sistema di radiosonde sarà esteso nell'anno 1940 ad un totale di 30 stazioni a terra e 5 a bordo di navi. *T. V.*

FISICA GENERALE.

Si presenta in molti casi la convenienza di conoscere la composizione spettrale dei suoni: ad esempio, nello studio della voce umana, dei suoni prodotti da strumenti musicali e, in particolare, nell'elettroacustica quando si tratti di studiare la distorsione prodotta da apparecchi acustici ed elettrici. Il problema si può risolvere con filtri elettrici per varie frequenze, mediante i quali si esplora tutto il campo delle frequenze che interessano; ma una soluzione particolarmente elegante si ottiene procurando uno spettro sonoro simile a quello che di una luce fornisce uno spettrografo.

L'idea originale, che da J. F. Schouten è ripresa, studiata e portata alla sua attuazione sperimentale di **spettroscopio acustico** nei numeri di ottobre 1938 e ottobre 1939 della *Rev. techn. Philips*, è dovuta a D. Brown. Questi, nel 1937, accennava alla possibilità della risoluzione del problema in esame qualora si sostituisse alla periodicità del suono nel tempo, un'altra periodicità ma nello spazio (di fatto una registrazione sonora su pellicola), e questa fosse adoperata come reticolo di diffrazione ottica.

Una pellicola sulla quale sia stato registrato un suono puro, vibrazione sinusoidale, mediante il processo a intensità variabile, si deve pensare come portante una traccia di larghezza costante, il cui fattore di trasmissione ottica D varia nel senso della lunghezza della pellicola stessa, con legge periodica, ad esempio di periodo l:

$$D = a + b \cos \frac{2 \pi x}{l} .$$

A partire da un punto iniziale qualunque, nel senso della lunghezza, l'insieme dei segmenti di traccia, equidistanti di l, hanno tutti il medesimo fattore di trasmissione ottica, quindi costituiscono un reticolo: un altro reticolo si può pensare costituito dall'insieme dei punti, pur essi distanti fra loro di l, ma sfalsati di un tratto x rispetto ai primi. La traccia sonora è allora da considerarsi come composta da infiniti reticoli di costante l, spostati l'uno rispetto all'altro di una quantità infinitesima, l'uno con le fenditure (se così si possono chiamare) dotate di potere trasmissivo ottico diverso da quelle dell'altro. Analiticamente si dimostra che l'insieme di tali reticoli, posto sul cammino di un fascio di luce parallela, fornisce lo spettro di ordine 0, con intensità proporzionale ad a^2, e a sinistra e a destra lo spettro di ordine 1 con intensità luminosa proporzionale a b^2 e distante dal primo di una quantità proporzionale alla frequenza $f = \frac{1}{l}$.

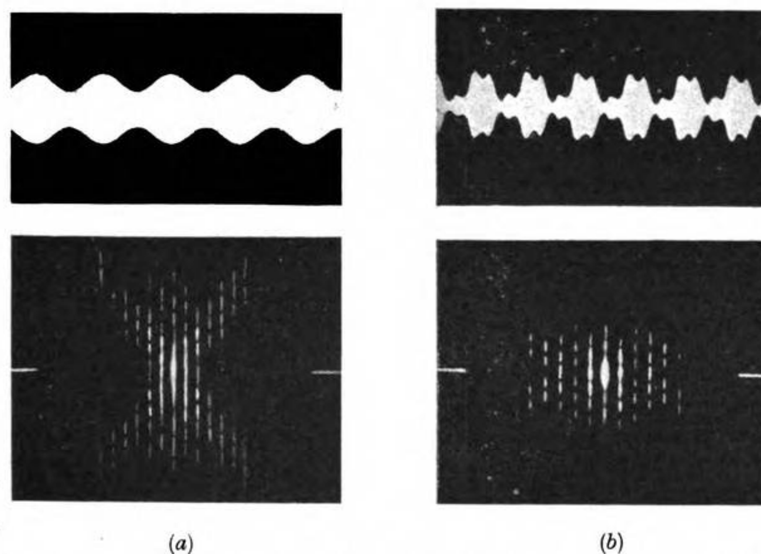


Fig. 1. — *a*) Registrazione su pellicola e spettro di una nota di 350 Hz. Sull'asse orizzontale si osservano soltanto le immagini di diffrazione di ordine 0 e di ordine 1: il suono è quindi puro.

b) Registrazione su pellicola e spettro di un suono di 400 Hz con una importante terza armonica.

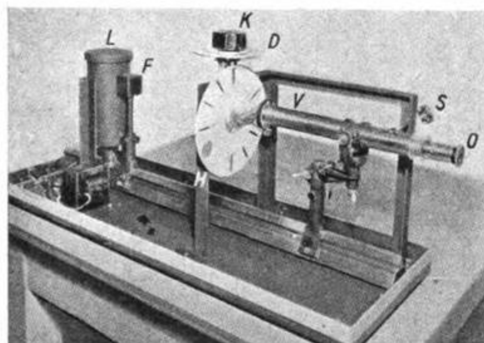


Fig. 2. — Spettroscopio acustico: *F*, filtro monocromatore della luce proveniente dalla lampada a mercurio *L*; *K* e *D*, manopola con scala di riferimento per intercettare il fascio luminoso con una delle 11 pellicole sonore montate sul disco *H* per l'osservazione; *S*, vite di regolazione del cannocchiale *V*, per l'esame, mediante l'oculare *O*, dello spettro di diffrazione.

Qualora la luce sia monocromatica, lo spettro di ciascun ordine si riduce ad una riga. Qualora il suono registrato contenga varie componenti sinusoidali, lo spettro di diffrazione (sempre in luce monocromatica) contiene altrettante righe, di cui la posizione è determinata dalla frequenza, e l'intensità dall'ampiezza delle rispettive componenti.

In conclusione è possibile dimostrare analiticamente che lo spettro di diffrazione di una registrazione sonora su pellicola, ad intensità, fornisce esattamente l'analisi armonica del suono registrato.

Nel caso in cui la registrazione sonora sia effettuata con il processo ad ampiezza variabile, lo spettro di diffrazione risultante è un po' più complicato, in quanto ha due assi di simmetria, l'uno secondo la lunghezza della pellicola, l'altro secondo un asse perpendicolare; in ogni modo, lungo il primo asse esso corrisponde a quello risultante dalla medesima registrazione, ma a densità variabile.

I risultati soddisfacenti conseguiti, che vengono documentati da nitide ed interessanti fotografie (fig. 1), hanno indotto l'autore a costruire in forma pratica e maneggevole lo spettroscopio acustico, riprodotto nella figura 2. *T. V.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

L'odierno sviluppo della televisione, particolarmente orientato verso la pratica attuazione, ha messo in evidenza la necessità di ulteriori perfezionamenti negli apparati di presa televisiva; e ciò principalmente agli scopi di migliorare la qualità delle immagini ottenute, evitando i cosiddetti effetti di macchia, di aumentare la sensibilità in modo da rendere possibile la presa di esterni, ed infine di permettere l'uso di sistemi ottici di dimensioni ridotte e di sufficiente profondità di fuoco.

Dei **recenti progressi nella costruzione e nel funzionamento dell'iconoscopio,** tubo quasi universalmente adottato per la presa dal vero, trattano R. B. Janes e W. H. Hickok nel numero di settembre 1939 dei *Proc. I. R. E.* Mediante un nuovo sistema di costruzione del proiettore elettronico ed un'adatta sistemazione dell'elettrodo collettore è stato possibile raddoppiare, o quasi, la sensibilità di questo tubo ed ottenere contemporaneamente una effettiva diminuzione delle macchie prodotte dall'emissione secondaria. Di particolare interesse è il nuovo trattamento a cui si sottopone ciascun iconoscopio già completamente attivato: nell'interno del tubo viene fatto evaporare dell'argento, che si deposita in uno strato sottilissimo sulla superficie sensibile del mosaico; quindi il tubo viene nuovamente ricotto. In tal modo la sensibilità dell'iconoscopio risulta aumentata notevolmente (fig. 1), mentre diventa possibile, regolando la durata del trattamento, correggere entro certi limiti la gamma cromatica del tubo. A seconda che si tratti di tubi destinati alla presa diretta, ovvero alla ripresa da pellicole cinematografiche, il procedimento subisce una leggera variante. Nel primo caso l'argento viene depositato anche sulle pareti di vetro del

tubo, il che rende possibile una debole illuminazione posteriore del tubo stesso; ne risulta un notevole aumento della sensibilità, come è indicato dalle curve della figura 2.

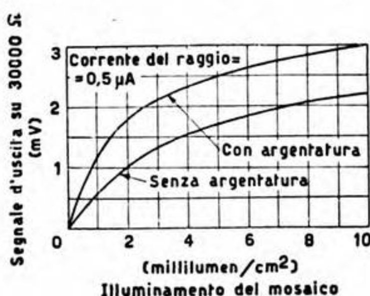


Fig. 1. — Curve di sensibilità di un iconoscopio, prima e dopo il deposito di argento sul mosaico.

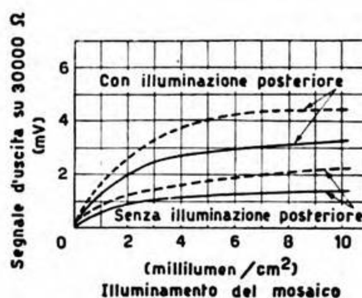


Fig. 2. — Aumento della sensibilità di un iconoscopio mediante illuminazione posteriore.

Nello stesso fascicolo dei *Proc. I. R. E.* H. Iams, G. A. Morton e V. K. Zworykin presentano un'accurata descrizione dello sviluppo raggiunto dall'**iconoscopio ad immagine** (fig. 3), apparecchio ottenuto, com'è noto, riunendo in uno stesso tubo un iconoscopio a mosaico ed un fotoca-

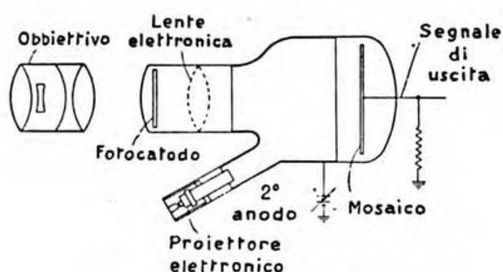


Fig. 3. — Iconoscopio ad immagine.

todo. Sul fotocatodo si proietta l'immagine ottica della scena da trasmettere; i fotoelettroni così generati vengono messi a fuoco sul mosaico, ove l'immagine (si tratta di immagine elettronica) viene analizzata nel modo solito. Il fatto che un fotocatodo offra una sensibilità circa doppia di quella di un mosaico fotoelettrico, e l'effetto di emissione secondaria che si produce in questo caso sul mosaico, permettono di ricavare dall'iconoscopio ad immagine un segnale circa dieci volte più intenso di quello che si otterrebbe da un iconoscopio di tipo normale. Le dimensioni del fotocatodo e la sua posizione, vicinissima al bulbo esterno del tubo, permettono inoltre l'adozione di lenti di modesta lunghezza

focale, di grande apertura, e di notevole profondità di fuoco. Tra i vari tipi di mosaico sperimentati con risultati soddisfacenti in questo tubo (nella figura 4 il potenziale acceleratore indicato sull'asse delle ascisse

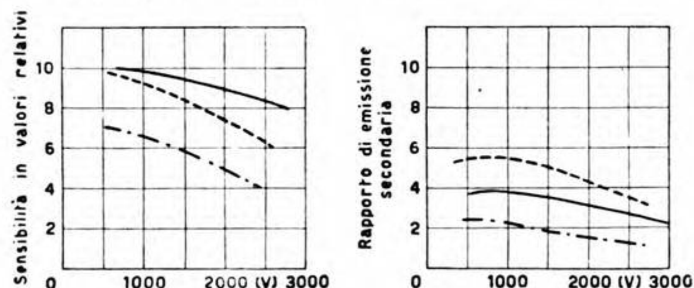


Fig. 4. — Curve caratteristiche di alcuni tipi di mosaici per iconoscopio: ———— caolino; - - - - - - - - mica e cesio; —·—·— argento e cesio su mica.

può assumersi a misura della velocità degli elettroni), particolare interesse presentano il mosaico ottenuto depositando su di una sottilissima piastra di mica (spessore 0,05 mm) vapori di cesio, e quello costituito invece da una piastrina metallica ricoperta da una finissima polvere di caolino convenientemente attivata, la quale forma il reticolo del mosaico.

B. Ce.

Vol. IX - N. 5 Maggio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Après quelques considérations générales sur l'état actuel de la télégraphie sur câbles, on illustre et l'on discute les principes théoriques qui justifient l'emploi des appareils terminaux bien connus destinés à corriger et à compenser la distorsion des signaux télégraphiques le long d'un câble sousmarin ordinaire. On met particulièrement en évidence les avantages qui, de ce point de vue, dérivent de l'emploi des condensateurs terminaux de transmission et de réception, et l'on indique, en même temps, entre quelles limites ces avantages peuvent être obtenus effectivement.

On met ensuite en évidence l'utilité que l'emploi de filtres électriques peut apporter à la technique des câbles et l'on montre quels sont les avantages que l'on peut s'attendre de l'emploi, dans la transmission, d'un circuit constitué par une inductance en série avec un condensateur. On expose enfin les résultats expérimentaux obtenus sur quelques câbles italiens en exploitation: résultats qui confirment d'une façon satisfaisante les prévisions théoriques.

Après avoir brièvement rappelé le problème du rendement d'une antenne et les procédés employés pour réduire les pertes de la prise de terre; on considère, en particulier, le système Alexanderson à descentes multiples.

On donne les résultats d'une série de mesures faites sur un modèle et on suggère quelques valeurs qui peuvent être utilisées dans le projet d'une antenne pour ondes très longues.

Vol. IX - N. 5 Maggio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

After a few general references to the present state of cable engineering, illustration and discussion are outlined on the theoretical principles upon which the use of the well known terminal equipments relies, for correcting and compensating telegraphic signals distorsion along a submarine cable of the ordinary type. Attention is drawn on the results reached, in this respect, through the use of terminal sending and receiving condensers and at the same time limits are indicated within which these advantages can actually be obtained.

After showing the utility that the use of electric filters may bring to cable engineering, the advantages are shown which may be expected from the use of a circuit formed by an inductor in series with a condenser. Finally some experimental data on Italian cables actually working are reported, which confirm the theory in a satisfactory way.

After calling attention to the antenna efficiency problem and having analyzed the methods to reduce the earth resistance, the Alexanderson multiple tuned antenna is considered.

The results of measurements made on a model are given; some data are also deduced for calculating and designing purposes.

Vol. IX - N. 5 Maggio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. IX - N. 6 (PUBBLICAZIONE MENSILE) GIUGNO 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA



SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A. F. IX-6 GIU. 1940

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. IX GIUGNO 1940-XVIII N. 6

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO. . . » 6

ANNATE ARRETRATE: I (1932), L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937), L. 40 CIASCUNA; VII (1938), VIII (1939), L. 50 CIASCUNA.

SOMMARIO

Vol. IX Giugno 1940-XVIII N. 6

ALTA FREQUENZA



Wattometri per frequenze acustiche.

La tecnica delle misure di potenza alle frequenze acustiche si presenta ancor oggi come notevolmente meno progredita in confronto con quella delle misure di tensione e di corrente. L'importanza del problema è d'altro canto fondamentale; e lo prova il numero assai rilevante di lavori, anche recenti, sull'argomento.

Nel commentare un articolo testè comparso in questa rivista (1), si è avuta l'occasione di segnalare come, a differenza dei wattometri elettronici, quelli a termocoppia e gli elettrostatici, ubbidendo ad una legge quadratica rigorosa, si presentino come i più naturalmente adatti a risolvere l'importante problema.

In tal senso il professore Pinciroli e l'ingegnere Francini hanno rivolto la loro opera, riuscendo ad attuare un wattometro che sembra raccogliere in sè molti di quei requisiti di sensibilità, stabilità, permanenza di taratura e attitudine all'uso, che sono essenziali per il corretto funzionamento del dispositivo e che non erano stati contemporaneamente conseguiti prima d'ora. I rilievi sperimentali, di cui si dà notizia nel lavoro, portano ad attribuire all'apparecchio altri vantaggi degni di rilievo: importanti fra questi, l'attitudine a fornire indicazioni praticamente indipendenti dalle inevitabili variazioni della tensione di alimentazione, l'autoprotezione contro sollecitazioni anormali, ed infine la segnalazione della uscita dal campo utile di misura.

Gli autori presentano anche una rassegna delle varie soluzioni finora intraviste per il problema considerato: essi hanno inquadrato i sistemi sin qui attuati, in una classificazione inspirata a due principi informatori fondamentali, classificazione che si mostra conveniente ed appropriata.

(1) A. F., 1940, IX, p. 131.

Nel suo complesso il lavoro costituisce un esempio istruttivo di una forma di trattazione assai opportuna per contributi consimili: essa fa precedere l'indagine per una nuova attuazione da uno sguardo d'insieme dei dispositivi e degli inconvenienti propri di ciascun sistema, e deduce dalla discussione stessa, come per conseguenza logica, la nuova soluzione costituente l'oggetto principale della ricerca.

Non ha certamente bisogno di essere illustrato a lungo il campo di applicazione, nell'àmbito delle comunicazioni elettriche, di un apparecchio come quello di cui qui si tratta. Oltre che alle consuete misure di potenza erogata od assorbita, viene spontaneo pensare ai vantaggi derivanti dalla possibilità, che esso offre, di estendere al campo delle frequenze acustiche quei metodi di misura, prevalentemente tecnici, che, proprio perchè basati sull'uso dei wattometri, sono in pratica rimasti fino ad ora limitati alle applicazioni con le frequenze industriali.

Capacità e radiazione di bobine e telai.

Per la soluzione di molti problemi tecnici e scientifici, vengano o non vengano essi risolti anche in forma più rigorosa, è notoriamente preziosa l'introduzione di ipotesi semplificative, nuove od analoghe a quelle che l'esperienza ha consigliato in campi consimili. Talvolta, in codesti studi che possono dirsi di approssimazione, il desiderio di semplificare e di dare speditezza al calcolo può condurre a risultati che lasciano il dubbio di essere troppo poco approssimati. Bisogna allora ritornare sui propri passi, e riesaminare con maggior prudenza e con più acuta analisi ciò che sia veramente lecito trascurare. Rientra appunto in quest'ultimo tipo di ricerche la trattazione che il generale SACCO ha svolto — e di cui pubblichiamo in questo fascicolo la prima parte — sulla capacità distribuita nelle bobine (intendendo di comprendere sotto questo nome anche i telai usati nelle radiocomunicazioni) e sull'influenza che essa esercita sulle loro proprietà radiative.

Il lavoro fa sèguito ad un'altra memoria ([2]), nella quale l'autore ha studiato il comportamento di un aereo chiuso, come radiatore e come captatore di onde elettromagnetiche, considerandolo come una linea di trasmissione a costanti elettriche uniformi.

([2]) Recueil des travaux U.R.S.I., 1938, V (1), p. 102.

In tale studio era stata presa in considerazione esclusivamente la capacità del telaio verso terra, e si era trascurata la capacità tra le spire. Il dubbio di aver così introdotto errori sensibili nei risultati e il desiderio di decidere sulla legittimità di non tener conto, come altri aveva fatto in ricerche sulle proprietà radiative delle bobine, della capacità verso terra, hanno determinato la presente trattazione.

L'interesse che essa offre è dato in particolare dalla paziente analisi del problema e dalla possibilità di confrontare i risultati analitici con quelli sperimentali.

Le conclusioni dedotte, fra le quali è importante la necessità di considerare entrambe le capacità, quella distribuita fra le spire di un telaio e quella che esso presenta verso terra, possono in tal modo essere facilmente verificate dal lettore. A questo l'autore, pur presentando il lavoro nella maggior compiutezza compatibile con una mole non esagerata, ha cercato di risparmiare lunghe calcolazioni mettendo, quanto più in chiaro era possibile, le ipotesi e le conclusioni.

LA REDAZIONE.



WATTMETRI PER FREQUENZE ACUSTICHE

ANDREA PINCIROLI e GIUSEPPE FRANCINI

Si esamina, nella prima parte, il funzionamento dei vari apparecchi che sono stati proposti per la misura di piccole potenze a frequenza acustica, ordinandoli secondo il principio di funzionamento e mettendo in rilievo le analogie e gli inconvenienti di ciascun sistema. Questo esame permette di attribuire particolari pregi ai wattmetri a termocoppie.

Si studia, nella seconda parte, la possibilità di ottenere in un apparecchio di questo tipo la protezione delle termocoppie e la segnalazione dell'uscita dal campo utile di misura per mezzo della introduzione di un amplificatore a tubi elettronici di particolari caratteristiche.

Si riportano i risultati sperimentali ottenuti su di un wattmetro attuato secondo tale principio; da essi appare l'applicabilità per misure fra 30 e 40 000 Hz; la scala di massima sensibilità corrisponde a 90 μW e l'errore è contenuto entro qualche unità per cento.

PARTE I.

APPARECCHI ESISTENTI [1].

Tutti i wattmetri atti ad eseguire misure entro il campo delle frequenze acustiche, che sono stati sin qui ideati, possono essere riuniti in due gruppi, secondo che comprendono elementi a caratteristica quadratica oppure un solo elemento capace di effettuare il prodotto di due grandezze elettriche.

1. - Apparecchi ad elementi quadratici.

Negli apparecchi ad elementi quadratici (termocoppie, triodi, elettrometro a quadranti) la misura della potenza avviene per mezzo delle seguenti operazioni:

---

[1] L'inquadramento della ricerca e la parte generale della trattazione sono di A. Pinciroli; la classificazione dei metodi, di G. Francini; l'attuazione dell'apparecchio ed i rilievi sperimentali, di A. Pinciroli e G. Francini.

1) Mediante una rete di resistenze inserita nel circuito di misura si ottengono due tensioni (nel caso dei triodi e dell'elettrometro a quadranti) o due correnti (nel caso delle termocoppie) del tipo:

[1]
$$a = k_1 v + k_2 i \,, \qquad b = k_1 v - k_2 i \,,$$

dove v e i sono i valori istantanei della tensione e della corrente (fattori della potenza da misurare); k_1 e k_2 sono costanti dipendenti dai valori delle resistenze che compongono la rete.

2) Per mezzo di due elementi quadratici si ottengono le grandezze ka^2 e kb^2.

3) Si formano i valori medi di questi quadrati $\frac{k}{T}\int_0^T a^2 dt$, $\frac{k}{T}\int_0^T b^2 dt$, per mezzo di fenomeni d'inerzia meccanica o termica.

4) Mediante opportuna disposizione del circuito si ottiene la differenza dei valori medi:

$$\frac{k}{T}\int_0^T a^2 dt - \frac{k}{T}\int_0^T b^2 dt = 4kk_1k_2 \frac{1}{T}\int_0^T vi dt = 4kk_1k_2P.$$

5) Si misura quest'ultima grandezza mediante uno strumento lineare, la cui deviazione sarà perciò:

[2]
$$\delta = c \cdot 4kk_1k_2P \,,$$

proporzionale alla potenza.

Evidentemente per le proprietà degli integrali si può anche invertire l'ordine di successione fra l'operazione 3) e la 4).

Il punto caratteristico del procedimento consiste nell'arrivare al prodotto di due grandezze attraverso alla differenza di due quadrati ([2]). In realtà la quadraticità sarà verificata con sufficiente approssimazione soltanto finchè a e b non superano, in valore efficace (indicato nel seguito con A, B), una certa M; sorpassarla di molto potrebbe inoltre essere dannoso per l'integrità dell'elemento quadratico. Perciò la condizione che limita il campo di misura è data dalle disuguaglianze:

$$A = k_1V + k_2I \leqslant M \,, \qquad B = k_1V - k_2I \leqslant M \,,$$

dalle quali, assunto il segno di uguaglianza, si ricavano le equazioni delle curve che limitano il campo di misura:

([2]) Sono stati anche studiati apparecchi con più di due termocoppie (J. Fischer: Thermische Leistungsmesser von grosser Genauigkeit und Empfindlichkeit: Berechnung und Versuche - Archiv f. Elektr., 1939, XXXIII, p. 242). Il funzionamento differisce lievemente da quello descritto, ma non presenta particolari vantaggi.

$$[3] \qquad x^2 + y^2 \pm 2xy \cos \varphi = 1 ,$$

dove $x = \dfrac{k_1 V}{M}$, $y = \dfrac{k_2 I}{M}$. Le equazioni rappresentano due ellissi rotate di 90° fra di loro e con gli assi a 45° con quelli coordinati. Per ogni valore del fattore di potenza si considera come curva limite in ciascun quadrante quella delle due che impone la condizione più restrittiva. A causa di tale limitazione la potenza massima misurabile si ha per $k_1 V = k_2 I$ e dipende dal fattore di potenza secondo la relazione:

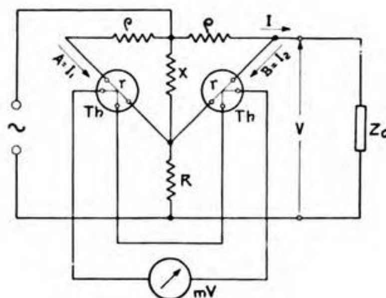


Fig. 1. — Schema del wattmetro a termocoppie proposto dal Bader: *Th*, termocoppie; *ρ*, *X*, *R*, fanno parte della rete di resistenze per la formazione dei termini *A*, *B*. In questo e nei successivi schemi si è assegnato un senso alle tensioni ed alle correnti, allo scopo di facilitare la deduzione dei termini *A*, *B*.

$$[4] \qquad P_{\max} = P_0 \frac{2 \cos \varphi}{1 + \cos \varphi} .$$

I vari tipi di elementi quadratici meritano alcune particolari considerazioni.

Termocoppie (3). — Nella figura 1 è riportato, quale esempio, lo schema di un wattmetro a termocoppie. Il dispositivo comprende essenzialmente due parti: la rete di resistenze atta a fornire i termini *a* e *b* (relazione [1]) e le termocoppie. Queste, se costruite con gli accorgimenti necessari, presentano una grande costanza di taratura, ma, in generale, richiedono dalla rete correnti non trascurabili rispetto a quella che entra a far parte della potenza. La sensibilità non è grande e vi è il pericolo della bruciatura (4); infine, se il comportamento delle due termocoppie non è identico, si richiedono correzioni nella rete di resistenze.

---

(3) Ad esempio:
R. BAUCH: Hitzdrahtwattmeter - E. T. Z., 1903, XXIV, p. 530.
E. KUEHNEL: Thermowattmeter für geringen Leistungsfaktor - Z. f. Instrumentenkunde, 1928, XLVIII, p. 127.
W. BADER: Fehlerfreie termische Leistungsmesser - Archiv f. Elektr., 1935, XXIX, p. 809.

(4) Il Fischer [loc. cit. nota (2)] ha aumentato grandemente la sensibilità disponendo parecchi termoelementi collegati in serie su uno stesso riscaldatore e misurando la tensione prodotta con un galvanometro a specchio. Per ottenere la massima deviazione basta allora una sopraelevazione di temperatura di una diecina di gradi e quindi rimane un margine di sovraccarico molto ampio. Si va però incontro a vari inconvenienti come, ad esempio, la sensibilità dell'apparecchio alle variazioni della temperatura ambiente e la delicatezza dell'uso.

Triodi (5). — Se si usano come elementi quadratici due triodi (fig. 2) funzionanti nel tratto curvo della caratteristica, a e b sono le tensioni che risultano applicate alle due griglie; la differenza delle correnti anodiche viene misurata o con un galvanometro differenziale o con la disposizione indicata in figura. Oltre alla componente quadratica della corrente sono anche presenti quella continua e quella lineare, ma quest'ultima essendo alternata non influisce sullo strumento e l'altra può esser compensata agendo sulla polarizzazione di griglia di uno dei due tubi. Particolarmente vantaggioso è il fatto che le due caratteristiche possono esser corrette e rese approssimativamente uguali mediante resistenze inserite nei circuiti anodici.

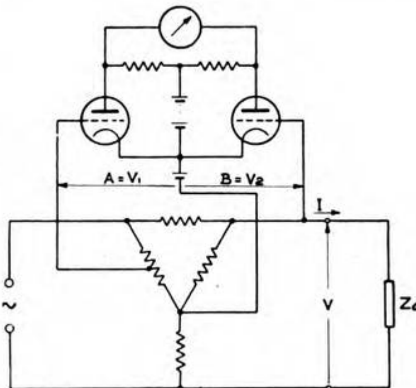


Fig. 2. — Schema di wattmetro a triodi.

Una disposizione interessante è quella ideata dal Neri (6), riportata

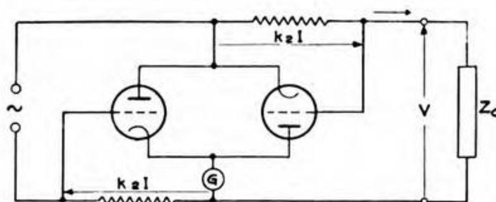


Fig. 3. — Schema del wattmetro a triodi proposto dal Neri.

nella figura 3. In essa i triodi non hanno alimentazione anodica ed i termini k_1v, k_2i (in questo caso $k_1 = 1$, $k_2 = R$) sono tensioni applicate rispettivamente all'anodo e alla griglia. Se la caratteristica è quadratica

---

(5) Ad esempio:
H. M. TURNER a. F. T. MCNAMARA: An electron tube wattmeter and voltmeter and a phase shifting bridge - Proc. I. R. E. 1930, XVIII, p. 1743.
H. LANGE: Leistungsmessung mit Elektronenröhren - Archiv f. Elektr., 1932, XXVI, p. 570.
D. M. MYERS a. W. K. CLOTHIER: A valve wattmeter - J. Sci. Instr., 1939, XVI, p. 302.

(6) F. NERI: Su alcune proprietà e possibilità di un circuito a triodi - L'Elettrot., 1934, XXI, p. 58.

per piccole tensioni positive o negative i risultati sono i soliti, salvo che le due correnti anodiche sono in senso contrario e quindi basta inserire un galvanometro per misurarne la differenza. Vantaggio di questo sistema è la grande semplicità; d'altra parte non si ha la possibilità di scegliere sulla caratteristica il punto di funzionamento più opportuno, essendo qui nulle le tensioni continue di placca e di griglia.

Elettrometro a quadranti (7). — Rientra infine in questa categoria anche l'elettrometro a quadranti usato come wattmetro. Mediante una disposizione particolarmente semplice, indicata nella figura 4, le tensioni *a* e *b* vengono applicate fra l'ago e le due coppie di piatti; la deviazione, essendo con buona approssimazione proporzionale alla differenza dei quadrati delle tensioni stesse, risulta proporzionale alla potenza (8). Devono però esser cambiate le considerazioni fatte precedentemente sul campo di misura perchè, in questo caso, se la quadraticità è sufficientemente verificata su una certa estensione della scala, lo è per qualunque valore di *a* e *b*. Condizioni abbastanza restrittive sono invece dovute alla necessità che la resistenza *R* sia piccola rispetto alla componente attiva del carico (9).

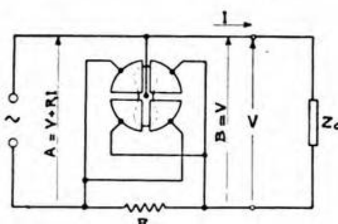


Fig. 4. — Schema di wattmetro elettrostatico.

2. - Apparecchi che effettuano direttamente il prodotto dei due fattori della potenza.

Wattmetri elettrodinamici. — Il wattmetro elettrodinamico rientra in questa categoria, poichè la coppia deviatrice è proporzionale al prodotto delle correnti nelle due bobine. Questo apparecchio non è in genere utile per misure a frequenze acustiche, perchè la relazione di fase necessaria tra la tensione e la corrente nella bobina mobile è conservata soltanto per frequenze basse e quindi, anche usando circuiti di corre-

---

(7) Ad esempio:
G. L. ADDENBOOKE: The electrostatic wattmeter; its calibration and adaptation for polyphase measurements - Electrician, 1903, LI, p. 811 e 845.
W. B. KOUWENHOVEN: The quadrant electrometer - Trans. A. I. E. E., 1925, XLIV, p. 761.

(8) In realtà, nello schema semplice indicato in figura, le tensioni *a*, *b* non sono esattamente del tipo dato dalla equazione [1]; si vede facilmente che lo strumento misura, in più della potenza utile, quella dissipata in metà della *R*.

(9) G. FRANCINI: Contributo allo studio del comportamento del wattmetro elettrostatico - A. F., 1940, IX, p. 162.

zione, il campo di applicazione praticamente non può venire esteso al disopra di 1000 Hz. Inoltre, anche entro limiti ristretti di frequenza, lo strumento non si presta alla misura di piccole potenze per la scarsa sensibilità e perchè assorbe una potenza relativamente grande, rispetto a quella utile.

Apparecchi a tubi con due griglie di comando (10). — Il funzionamento degli apparecchi di questo tipo, di cui la figura 5 riproduce uno schema semplificato, richiede che la corrente anodica sia esprimibile, in funzione delle tensioni applicate alle due griglie di comando (v_{g1}, v_{g4} in un eptodo), dalla relazione:

$$i_a = (av_{g1} + b)(cv_{g4} + d) = = Av_{g1} + Bv_{g1}v_{g4} + Cv_{g4} + D\,,$$

in cui a, b, c, d e A, B, C, D sono costanti. Se v_{g1} e v_{g4} sono proporzionali l'uno alla corrente, l'altro alla tensione fattori della potenza ($v_{g4} = k_1 v$, $v_{g1} = k_2 i$) e misuriamo i_a con uno strumento per corrente continua, i termini di primo grado essendo alternati non dànno deviazione, il termine D, che è costante, si può compensare e perciò la deviazione δ è proporzionale alla potenza:

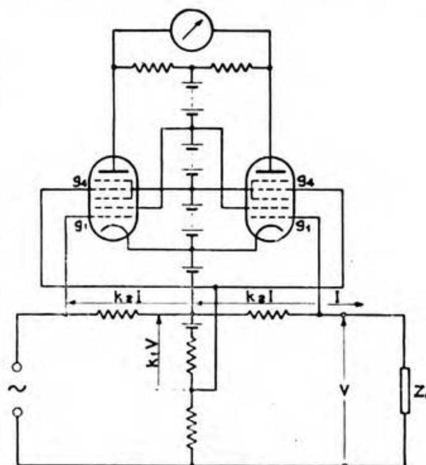


Fig. 5. — Schema di wattmetro a eptodi.

$$[5] \qquad \delta = c\frac{1}{T}\int_0^T Bk_1k_2vidt = cBk_1k_2P\,.$$

Perchè la misura sia precisa, occorre che la distorsione non lineare sia piccola, perciò il campo di misura è definito dalle relazioni:

$$[6] \qquad \begin{aligned} k_1V &< V' \\ k_2I &< V''\,, \end{aligned}$$

dove V' e V'' sono valori stabiliti in base all'esame delle caratteristiche. In pratica si osserva che l'andamento di esse non è sufficientemente lineare e perciò si ricorre ad una disposizione in controfase.

(10) J. R. PIERCE: Wattmeter using multielectrode tubes - Proc. I. R. E., 1936, XXIV, p. 577.
R. J. WEY: A thermionic wattmeter - W. E., 1937, XIV, p. 490 e 552.
L. VALLESE: Prove su di un wattmetro elettronico - A. F., 1939, VIII, p. 427.

3. - Sguardo d'insieme dei metodi sin qui proposti.

I wattmetri elettrodinamici, come abbiamo accennato, non sono in genere applicabili nel campo delle frequenze acustiche per le limitazioni relative al campo di frequenza, alla sensibilità ed al consumo. Sotto questi punti di vista appaiono invece senz'altro applicabili gli strumenti a tubi elettronici, i quali però sono causa di poca precisione nella misura, specialmente perchè soggetti a modificazioni dei parametri caratteristici, sia col tempo, sia per eventuali variazioni delle tensioni di alimentazione. Date le particolari condizioni di funzionamento, non è possibile migliorare la stabilità mediante controreazione.

Gli apparecchi a termocoppie e l'elettrometro a quadranti presentano notevole costanza di funzionamento ed ampiezza del campo di frequenza; alla scarsa sensibilità si può ovviare anteponendo agli elementi quadratici due amplificatori opportunamente stabilizzati ([11]). Rispetto all'elettrometro a quadranti, le termocoppie presentano lo svantaggio del pericolo della bruciatura, ma, d'altra parte, l'elettrometro è sempre meno maneggevole e soprattutto non permette di ottenere una caratteristica quadratica altrettanto precisa.

PARTE II.

WATTMETRO A TERMOCOPPIE.

4. - Impostazione del problema.

Dall'esame degli inconvenienti che presentano i vari wattmetri, di cui si è data notizia nella prima parte, risulta che un apparecchio a termocoppie offre particolari pregi per la stabilità e la precisione; perciò

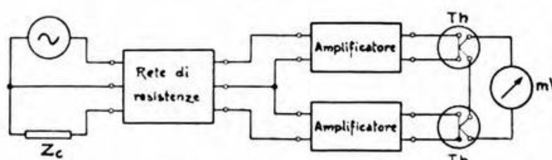


Fig. 6. — Schema di principio del wattmetro a termocoppie studiato.

si è ritenuto utile studiare un wattmetro di questo tipo, preoccupandosi di eliminare i tre inconvenienti che ne limitano l'uso, cioè: la scarsa sensibilità, il pericolo della bruciatura delle termocoppie, e l'incertezza

([11]) L'attuazione di tali amplificatori è particolarmente semplice perchè non si richiede che siano conservate le relazioni di fase.

sull'approssimazione della misura per bassi valori del fattore di potenza [12].

In figura 6 è rappresentato lo schema di principio dell'apparecchio studiato, che esamineremo ora in relazione all'eliminazione dei tre inconvenienti accennati.

La sensibilità può essere aumentata mediante preamplificazione. Particolari accorgimenti sono richiesti per l'accoppiamento della termocoppia al tubo finale per il quale si presentano due soluzioni: accoppia-

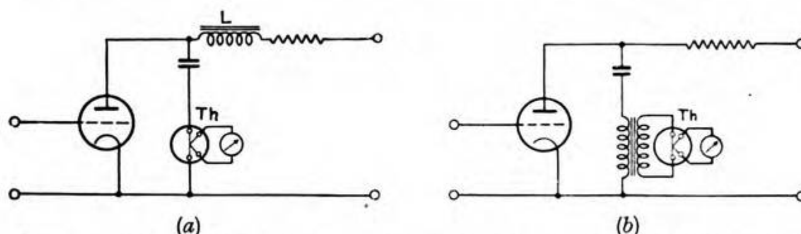


Fig. 7. — Accoppiamento di una termocoppia ad un tubo elettronico: *a*) disposizione a resistenza e capacità; *b*) disposizione a trasformatore.

mento a resistenza e capacità (fig. 7*a*) o a trasformatore (fig. 7*b*). Nella prima la termocoppia, risultando in serie con un condensatore di capacità elevata, deve essere protetta nei transitori di carica e scarica; ciò può essere ottenuto ad esempio mediante un'induttanza di valore opportuno (indicata con L in figura). L'inconveniente principale di questo tipo di accoppiamento è che, data la piccola resistenza interna della termocoppia (dell'ordine della diecina di ohm), il rapporto tra la potenza utile e quella dissipata nel tubo finale è molto piccolo. Invece nella seconda soluzione, scelto opportunamente il rapporto di trasformazione, la potenza richiesta risulta molto più piccola [13].

Il secondo punto da considerare è la protezione della termocoppia da sovraccarichi dovuti ad un segnale d'ingresso di valore troppo elevato. Allo scopo si può introdurre a monte della termocoppia un tubo a luminescenza, oppure scegliere il punto di funzionamento del tubo finale in modo da ottenere la protezione attraverso le caratteristiche stesse del tubo (curvatura, corrente di griglia). La prima soluzione, pur potendo apparire vantaggiosa, non è facilmente attuabile [14].

---

(12) L'incertezza dipende dal fatto, che il millivoltmetro di uscita misura la differenza fra le tensioni fornite dai due termoelementi e non può così indicare se per uno isolatamente è sorpassato il valore oltre il quale non è più valida la legge quadratica.

(13) Per ottenere una caratteristica di frequenza di estensione sufficiente, conviene ricorrere alla disposizione con primario non attraversato da corrente continua.

(14) Infatti, nel caso dell'accoppiamento a resistenza e capacità, essa richiede che il tubo a luminescenza sia capace di assorbire una potenza note-

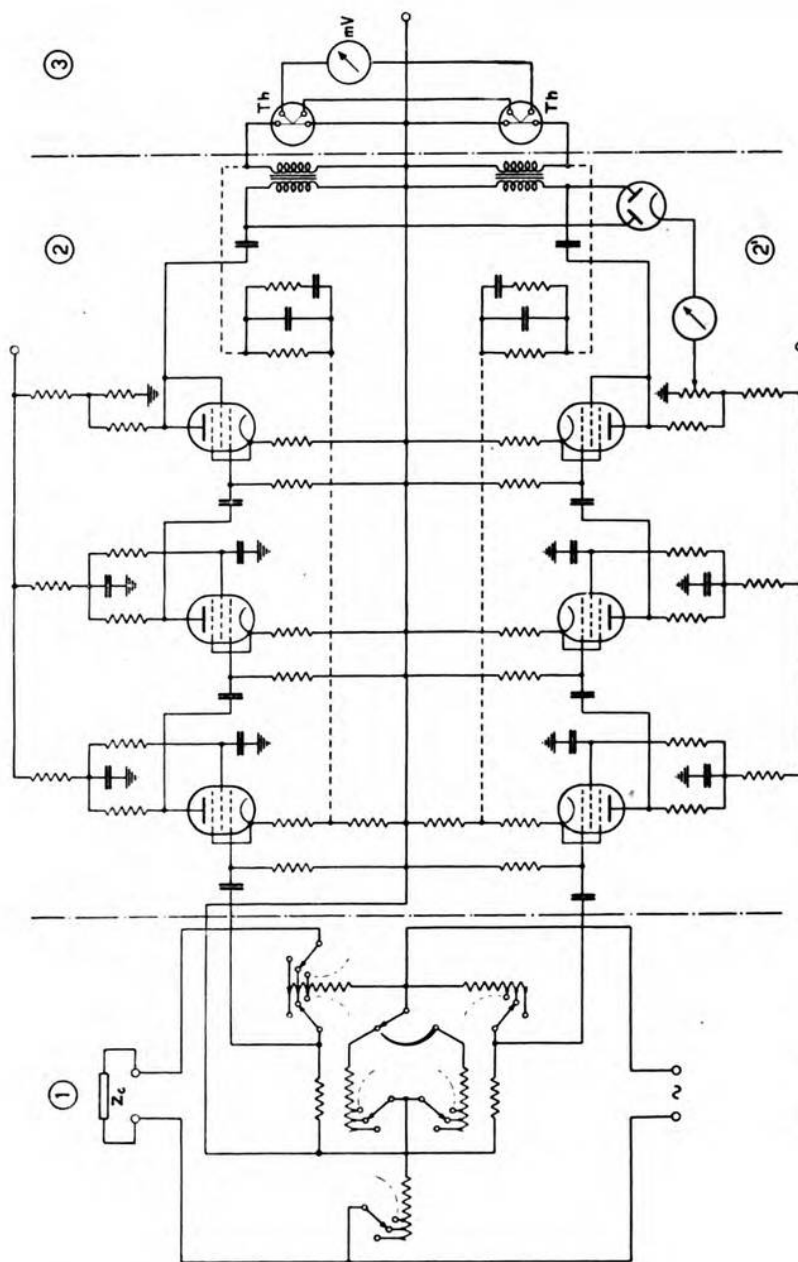


Fig. 8. — Schema generale del wattmetro a termocoppie attuato: 1, rete di resistenze; 2, 2', amplificatori; 3, disposizione delle termocoppie.

Infine, per la segnalazione dell'uscita dal campo quadratico, nel caso dell'accoppiamento a resistenza e capacità si può adottare un tubo a luminescenza ([15]), nel caso dell'accoppiamento a trasformatore la soluzione più semplice consiste nel derivare agli estremi del primario un segnalatore di tensione (ad esempio a diodo polarizzato, secondo la connessione della figura 8).

5. - Caratteristiche prescelte e descrizione dell'apparecchio.

Le caratteristiche prescelte sono le seguenti: possibilità di eseguire misure fra 30 e 40 000 Hz, per tensioni da 0,3 a 300 V (osservando la successione di valori 0,3 - 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300) e per correnti da 0,3 mA a 3 A (0,0003 - 0,001 - 0,003 - 0,01 - 0,03 - 0,1 - 0,3 - 1 - 3) ([16]), e piccolo consumo (qualche percento della potenza misurata). Da queste condizioni risulta definito il valore dell'amplificazione occorrente.

In figura 8 è riprodotto lo schema generale dell'apparecchio attuato. È opportuno accennare brevemente alle particolarità dei singoli elementi che lo compongono a partire dallo strumento finale fino alla rete d'ingresso.

Le termocoppie, che sono state prescelte, possono sopportare indefinitamente una corrente di 30 mA. Nella figura 9 sono riportate le caratteristiche rilevate con corrente continua; le variazioni del rapporto $K = \frac{V}{I^2}$ sono contenute entro il 2 % fino a 9 mA, valore di corrente al quale si è limitato il funzionamento. I valori di K sono diversi per le due termocoppie, ma questa differenza può esser compensata agendo sulla preamplificazione.

Il punto di funzionamento del tubo finale è stato scelto in modo che la corrente di uscita non possa superare tre volte il valore prescelto (9 mA), rimanendo così al disotto della corrente massima della termocoppia (30 mA).

Per ogni tubo è stata ottenuta una controreazione di corrente eliminando i condensatori catodici, inoltre si è istituito un canale controreattivo (tratteggiato in figura 8), il quale, come è indicato nella figura, contiene componenti reattivi allo scopo di correggere l'andamento della caratteristica di frequenza. L'amplificazione risultante, che soddisfa alle condizioni prima citate, è tale che si ottiene l'indicazione del fondo

---

vole e, nel caso del trasformatore, non è disponibile una tensione sufficiente per l'innesco.

([15]) Una certa imprecisione è dovuta al fatto che la tensione di innesco cresce con la frequenza. Per il tubo sperimentato, ad esempio, l'aumento era del 30 % nel passare da 50 a 20 000 Hz.

([16]) Il valore di cos φ ha il solo effetto di limitare la parte utile della scala.

di scala del millivoltmetro con una tensione di circa 3 mV applicata all'ingresso di uno dei due amplificatori.

La disposizione della rete di resistenze, atta a fornire le scale prescelte,

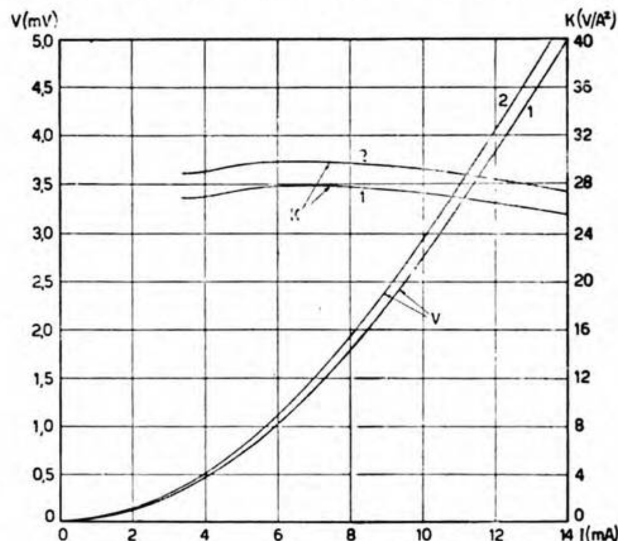


Fig. 9. — Andamento, in funzione della corrente I nello scaldatore, della tensione generata V e di $K = V/I^2$ per due distinte termocoppie dello stesso tipo.

è quella usata dal Bader (fig. 1), nella quale si ottiene la variazione delle scale di tensione e di corrente agendo su resistenze indipendenti (indicate rispettivamente con R e ϱ nello schema) a parte una correzione del valore di X $\left(X = R\,\dfrac{r+\varrho}{r}\right)$ che, come si vede con un breve calcolo, può essere in molti casi trascurata [17].

6. - Rilievi sperimentali.

I rilievi sperimentali eseguiti riguardano o uno dei due complessi amplificatori-termocoppia, o il wattmetro. Per i primi sono essenziali

---

[17] Se si dà a X un valore qualsiasi, l'errore che si commette nella lettura δ in fondo alla scala è dato dalla formula:

$$\varepsilon = \frac{\delta - \delta'}{\delta} \simeq \frac{1}{2}\left(1 - \frac{R}{X}\,\frac{r+\varrho}{r}\right)\left(\frac{r}{R} + \frac{V_0}{V\cos\varphi}\right)$$

a meno di termini di grado superiore: V_0 è la tensione che applicata all'ingresso di uno dei due amplificatori manda al fondo della scala lo strumento finale.

le seguenti caratteristiche: caratteristica di quadraticità, caratteristica di frequenza, caratteristica di distorsione e caratteristica di sovraccarico; inoltre occorre verificare la stabilità al variare delle tensioni di alimentazione.

La caratteristica di quadraticità, riportata in figura 10, mostra che

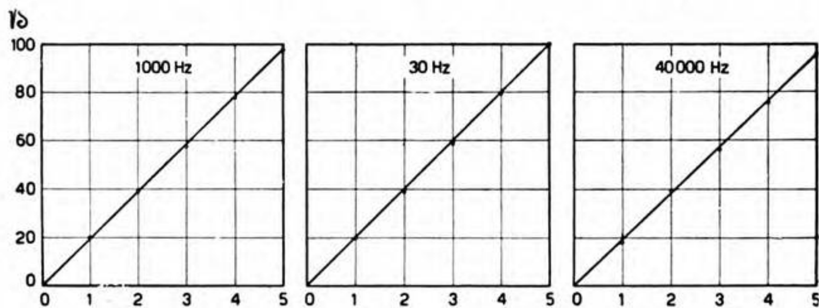


Fig. 10. — Andamento di $\sqrt{\delta}$ (δ deviazione del millivoltmetro) in funzione della tensione d'ingresso del complesso termocoppia-amplificatore per tre distinti valori della frequenza. La scala delle ascisse è arbitraria.

lo scostamento è dell'1 %. Il rilievo è stato eseguito a diverse frequenze; è particolarmente importante verificare il comportamento alla frequenza più bassa (30 Hz). La caratteristica di frequenza è ripro-

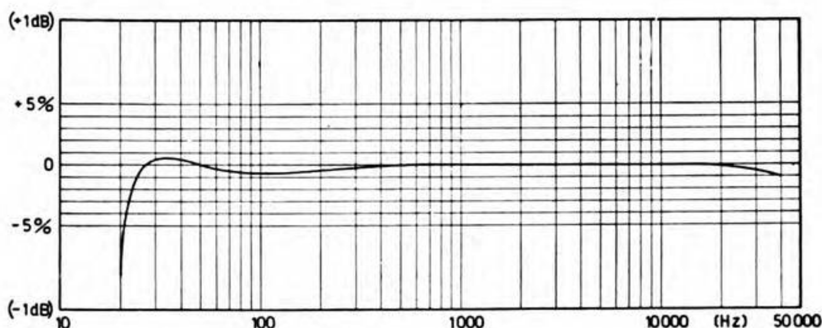


Fig. 11. — Caratteristica di frequenza del complesso termocoppia-amplificatore. Come ordinate sono riportati i rapporti, espressi percentualmente e in decibel, tra la indicazione dello strumento di uscita (millivoltmetro) a 1000 Hz e le indicazioni dello stesso alle varie frequenze, la tensione applicata all'ingresso dell'amplificatore essendo costante.

dotta in figura 11; fra 30 e 40 000 Hz gli scarti rispetto al valore a 1000 Hz sono inferiori all'1 %.

Nella figura 12 è riportato l'andamento della distorsione in condi-

zione di massima uscita per valori bassi della frequenza. Al disopra di 30 Hz l'influenza della distorsione (< 2,5 %) sul valore efficace della corrente che attraversa lo scaldatore della termocoppia è assolutamente trascurabile ($\sqrt{100^2 + 2,5^2} - 100 = 0,03$ %).

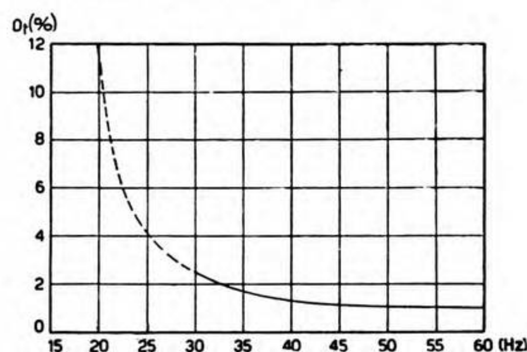


Fig. 12. — Andamento del fattore di distorsione totale D_t in funzione della frequenza.

La caratteristica di sovraccarico (fig. 13), rilevata a 30 Hz e a 1000 Hz, mostra che in nessuno dei due casi si raggiungono condizioni pericolose per la termocoppia.

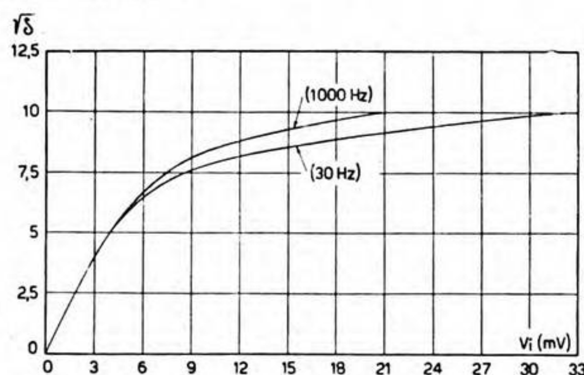


Fig. 13. — Caratteristica di sovraccarico del complesso termocoppia-amplificatore in funzione della tensione d'ingresso V_i, per due distinti valori della frequenza.

Al variare delle tensioni di alimentazione di ± 10 % corrisponde una piccola variazione dell'indicazione (± 1,25 %) quasi totalmente dovuta alla tensione anodica; quindi, se occorresse un'indipendenza ancora maggiore dalle tensioni di alimentazione, basterebbe introdurre un dispositivo per la stabilizzazione della tensione anodica.

I rilievi che caratterizzano il comportamento del wattmetro sono: il diagramma della deviazione δ dello strumento di uscita in funzione

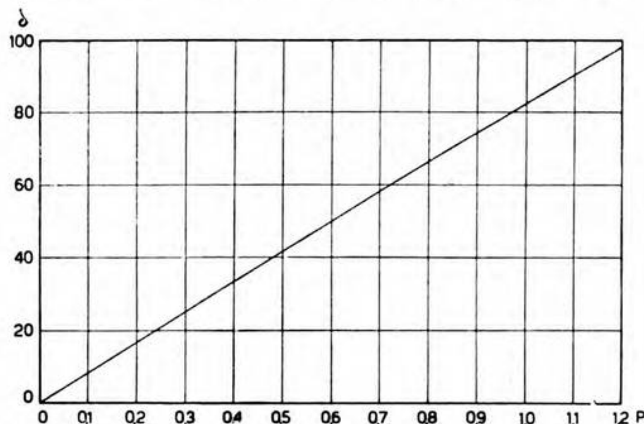


Fig. 14. — Indicazione δ del wattmetro in funzione della potenza P per $\cos\varphi = 1$. La scala delle potenze è arbitraria.

della potenza P con fattore di potenza unità, e quello per potenza costante e fattore di potenza variabile. Tali rilievi sono riportati rispet-

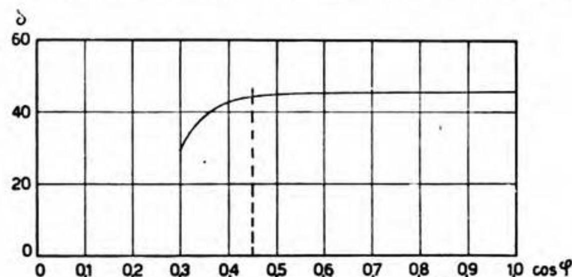


Fig. 15. — Indicazione δ del wattmetro in funzione di $\cos\varphi$. La retta tratteggiata indica il valore di $\cos\varphi$ per il quale è visibile l'indicazione del segnalatore.

tivamente nelle figure 14 e 15. La curva di figura 15 è stata tracciata a circa metà della scala, perchè l'indicazione sia corretta anche per valori di $\cos\varphi$ abbastanza inferiori all'unità (equazione [4]).

7. - Conclusioni.

Dai risultati ottenuti appare che l'apparecchio studiato è applicabile per eseguire misure per frequenze comprese fra 30 e 40 000 Hz con errore di qualche unità per cento.

Evidentemente la sensibilità di un apparecchio di tale tipo è strettamente legata al numero dei tubi e l'unica restrizione è posta dalla necessità di avere una tensione d'ingresso maggiore delle tensioni di disturbo interne del primo tubo (almeno uno stadio è necessario per ottenere la protezione delle termocoppie). Nell'apparecchio attuato, ad esempio, la scala di massima sensibilità corrisponde ad una potenza di 90 μW.

In base all'esame dei vari tipi di apparecchi che sono stati sin qui proposti si ritiene che, per la stabilità, la precisione, la sensibilità e il piccolo consumo, la soluzione adottata presenti vantaggi ed un campo di applicazione particolarmente esteso.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

CAPACITÀ DISTRIBUITA E PROPRIETÀ RADIATIVE DELLE BOBINE

LUIGI SACCO

Si studia una speciale distribuzione della capacità nelle bobine ad uno strato, alimentate ad alta frequenza, che permette di stabilire una teoria generale sulla distribuzione delle correnti e delle tensioni nelle varie spire. Se ne deducono alcune conseguenze, confermate sperimentalmente, quali: la valutazione della capacità residua delle bobine impiegate nei circuiti oscillatori; la determinazione approssimata delle frequenze proprie di tali bobine; la valutazione della influenza, sull'effetto di antenna, della messa a terra del punto centrale delle bobine, in relazione al numero delle spire. Vengono introdotte le nozioni di potenziale elettrico e di potenziale magnetico, nonchè di altezza elettrica e di altezza magnetica delle bobine, rispettivamente contribuenti all'effetto d'antenna (adirezionale), ed a quello di telaio (direzionale): grandezze interessanti le bobine impiegate sia nella ricezione sia nella trasmissione radio.

Nella prima parte viene studiata la distribuzione delle correnti e delle tensioni nelle varie spire sotto l'azione di una f. e. m. agente nel circuito eccitatore del telaio. Nella seconda parte si esaminano le proprietà radiative dei telai di forma qualunque e si deducono la forza cimomotrice di trasmissione e la corrente di ricezione. Si calcolano le altezze magnetica ed elettrica per le forme più usuali dei telai, e utilizzando i risultati della prima parte si studiano gli effetti di antenna e di telaio dovuti al circuito alimentatore. In fine, si dà un cenno del fattore di qualità dei telai eccitati da una f. e. m. rispettivamente concentrata o distribuita.

Premessa.

1. - L'influenza della capacità distribuita sul comportamento delle bobine (1) impiegate a radiofrequenza è stata ripetutamente rilevata

(1) Useremo indifferentemente le parole bobina e telaio, pur ritenendo che sia conveniente riservare il nome di bobine a quelle più sviluppate nel

come causa di fenomeni perturbatori che si manifestano in vari modi. Citeremo tra questi l'effetto di antenna in radiogoniometria; la variazione apparente della induttanza col variare della frequenza; la capacità residua delle bobine impiegate nei circuiti oscillanti; la riduzione nella sovratensione nei circuiti oscillanti in risonanza; e così via.

Vogliamo qui considerare una possibile costituzione di tale capacità distribuita e dedurne dapprima, per via analitica, l'influenza sulla distribuzione delle correnti e delle tensioni, limitatamente però alle bobine ad un solo strato quali sono quelle normalmente impiegate alle radiofrequenze, e solo considerandole eccitate su onde più lunghe di quattro a sei volte almeno, la lunghezza dell'avvolgimento.

Applicheremo la risultante teoria allo studio delle bobine eccitate alle due estremità, e faremo seguire lo studio delle proprietà radiative dei telai, tenendo conto della distribuzione delle tensioni e delle correnti quale risulta dalla stessa teoria.

Trattasi di questioni effettivamente molto complesse, che analizzeremo con un procedimento non perfettamente rigoroso, ma tuttavia sufficientemente giustificato dalle risultanze sperimentali per permettere qualche conclusione utile per scopi radiotecnici, e specialmente radiogoniometrici. Un primo studio su questo argomento è stato presentato alla VI Assemblea della Unione Internazionale Radio Scientifica (U.R.S.I.) tenuta a Venezia nel settembre 1938 (2). Ad esso ci riferiremo nel corso della presente, indicandolo come « memoria U.R.S.I. ».

2. - Cominciamo col considerare che in una bobina ridotta ad una sola spira la capacità distribuita è essenzialmente quella verso terra, in quanto tutto o quasi tutto il flusso elettrico dovuto alle cariche superficiali deve considerarsi diretto verso i conduttori adiacenti, e in definitiva verso terra, trascurabile apparendo in genere il flusso che si chiude sulla spira stessa, salvo forse il caso di onde eccitanti più corte del quadruplo della lunghezza dell'avvolgimento, caso che noi escludiamo.

Passando alla bobina di due spire, la capacità tra le spire deve assorbire una parte del flusso, la rimanente continuando a dirigersi verso terra. La ripartizione dipende evidentemente dall'intervallo tra le spire, che quando è piccolo determina una preponderante deviazione del flusso tra di esse. Una parte del flusso più o meno importante è però sempre in ogni caso diretta verso la terra; ed analogamente avviene per le bobine di più di due spire.

Nella memoria U.R.S.I., basandoci esclusivamente sulla capacità verso terra abbiamo valutati gli effetti secondari che si manifestano nei

---

senso assiale, e di telai a quelli più sviluppati nel senso diametrale. Le prime più usate nei circuiti interni, i secondi più adatti per scopi radiativi.

(2) L. Sacco: La radiazione superficiale e l'effetto d'antenna degli aerei chiusi - Recueil des travaux U. R. S. I., 1938, V (1), p. 102; Boll. tecn. I. M. S. T., 1939, XVIII, p. 1.

telai usati in radiogoniometria, in buona concordanza con i risultati sperimentali.

Può tuttavia nascere il dubbio che l'avere trascurato in tale trattazione la capacità tra le spire possa introdurre sensibili errori nei risultati. Tale dubbio viene in realtà pressochè dissipato appena si consideri che la capacità tra le spire devia una parte del flusso elettrico da una spira a quella adiacente, cosicchè il flusso uscente da una spira risulta entrante nella spira accanto; la somma delle correnti che percorrono le varie spire, considerate lungo una generatrice del cilindro costituente la bobina, non viene perciò sensibilmente alterata. All'esterno ed a distanza della bobina questi spostamenti interni del flusso elettrico non possono quindi produrre effetti seriamente perturbatori.

Sta tuttavia il fatto che alcuni studiosi, nel caso di recenti ricerche sulle bobine considerate anche dal punto di vista delle azioni a grande distanza, hanno ritenuto opportuno di non prendere in considerazione la capacità verso terra, limitandosi a tener conto di quella tra le spire. A. J. Palermo (3) e P. B. Taylor (4) hanno infatti studiato l'uno la capacità residua delle bobine e l'altro il coefficiente di sovratensione dei telai radiogoniometrici, senza tener conto della capacità verso terra.

Per decidere sulla legittimità o meno delle due approssimazioni esaminate ci è sembrato molto efficace il rilievo sperimentale della capacità residua delle bobine ed il successivo confronto con i valori teorici deducibili nei tre casi che si possono considerare, e cioè:

a) trascurando la capacità verso terra;

b) trascurando la capacità tra le spire;

c) considerando entrambe le capacità.

Indicando, in unità Giorgi, con k_t la capacità verso terra, con k_s quella tra le spire, entrambe per unità di lunghezza ed entrambe supposte costanti lungo tutto l'avvolgimento, con n il numero di spire, con a la lunghezza di una spira e con $C_t = n\,a\,k_t$ la capacità totale verso terra, riportiamo, con riserva di dimostrarle nel seguito, le espressioni approssimate della capacità residua C_0 (quando la frequenza dell'eccitazione non superi un certo valore critico) relativa a due modi distinti di eccitazione del telaio e cioè: con entrambi gli estremi isolati, e con un estremo a terra. Esse sono:

[1]

$$\text{estremi isolati} \qquad C_0 = \frac{C_t}{12} + \frac{n-1}{n^2} \cdot a\,k_s$$

$$\text{un estremo a terra} \qquad C_0 = \frac{C_t}{3} + \frac{n-1}{n^2} \cdot a\,k_s\,.$$

(3) A. J. PALERMO: Distributed capacity of single-layer coils - Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 897.

(4) P. B. TAYLOR: Theory of loop antenna with leakage between turns - Proc. I. R. E., 1937, XXV, p. 1574.

TABELLA I.

Misura della capacità residua di alcune bobine eccitate in alta frequenza; $f = 4$ MHz ($\lambda = 75$ m).

Bobina	(1) Numero di spire (n)	(2) Diametro del filo (d) mm	(3) Passo (S) mm	(4) Diametro della bobina (D) mm	(5) Lunghezza della bobina (L) mm	(6) L_B misurata μH	(7) C_t misurata μμF	(8) C_0 misurata μμF	(9) C_0 calcolata μμF	(10) $k_s a$ calcolata μμF
a	34	1,5	3	77,5	102	circa 50	circa 7,7	circa 3,6	2,71	5
b	18	1,5	3	57	54	» 12	» 4,9	» 3	1,84	3,8
c	2	2	4	147	8	» 1,7	» 6,7	» 5,9	4,65	9,7
d	3	5	7	520	12	» 11,5	» 23	» 22	19,22	52
e	2	5	7	520	8	» 5,4	» 20	» 22	19,67	52
f	1	5	—	520	—	» 1,7	» 17	» 4,5	5,67	0
g	1	3	—	440	—	» 1,35	» 14	» 3,9	4,67	0

(6) Misura approssimata col reattanziometro su 4000 kHz.
(7) Misura approssimata col reattanziometro, considerando la bobina come un conduttore isolato, su 4000 kHz.
(8) Misurata con due capacità di accordo, una quadrupla dell'altra, col metodo Scroggie.
(9) Valore calcolato con la relazione $C_0 = \frac{C_t}{3} + \frac{n-1}{n^2} a\, k_s$; a = lunghezza una spira; k_s = capacità unitaria tra le spire [vedi (10)].
(10) Valore calcolato con la formula $a k_s = \dfrac{\pi \varepsilon_0 a}{\text{arc cosh} \dfrac{S}{d}}$.

Le prove sperimentali per verificare tali relazioni si sono limitate al secondo modo di eccitazione, essendosi incontrate difficoltà notevoli per il primo; i risultati ottenuti dal prof. G. Latmiral dell'Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni (I.M.S.T.) sono riportati nella tabella I e confermano nettamente la convenienza di tenere conto di entrambe le capacità distribuite. I valori numerici di tali capacità sono stati dedotti sperimentalmente per la k_t, mediante la misura al reattanziometro della capacità complessiva della bobina, considerata come un conduttore isolato; teoricamente per la k_s, basandosi sulla formula adottata da A. J. Palermo ([3]) e cioè:

[2] $$k_s = \frac{\pi \varepsilon_0}{\cosh^{-1} \dfrac{S}{d}} \quad \text{(in unità Giorgi)},$$

in cui S e d sono rispettivamente il passo della bobina e il diametro del filo conduttore.

Dallo specchietto allegato emerge in modo evidente la insufficienza della espressione $C_0 = a\, k_s$ dedotta da A. J. Palermo con la teoria che trascura la k_t. Tale teoria appare tanto più errata quanto più piccolo è il numero delle spire. Al limite, la k_s non può giustificare alcuna capacità residua per una bobina di una sola spira; la constatata esistenza di una capacità residua anche in questo caso è invece perfettamente spiegabile qualora si tenga conto della k_t.

3. - Messa così in evidenza la necessità di tenere conto di entrambe le capacità, verso terra e tra le spire, si può osservare che la capacità residua è la grandezza che più di ogni altra risente della capacità tra le spire, tanto che A. J. Palermo ha potuto considerare quest'ultima come la sola influente su di essa. Per altri effetti, quali ad esempio quelli radiativi, la sua influenza è invece relativamente piccola, così da potere essere trascurata in un primo esame della questione. Ciò risulta nettamente dalla discussione che ora intraprenderemo e che mostrerà come gli effetti radiativi, e specialmente l'effetto di antenna, siano quasi esclusivamente influenzati dalla k_t. Per contro la k_s entra nel computo di coefficienti che influiscono specialmente su gli effetti interni (frequenza propria, impedenza, capacità residua e così via).

Vedremo che l'introduzione della k_s apporta una notevole complicazione nei calcoli, dovuta al fatto che essa implica la presenza di tante costanti di propagazione quante sono le spire, e che tali costanti figurano diversamente nelle espressioni delle tensioni e delle correnti delle diverse spire. Fortunatamente le espressioni finali da utilizzare per gli scopi più comuni sono abbastanza semplici e suscettibili di facili interpretazioni generali.

Nel corso della trattazione viene messa in evidenza la importanza di due potenziali (Q'_1 e Q''_1) che caratterizzano rispettivamente il com-

portamento elettrico e quello magnetico della bobina, indipendentemente dalle proprietà radiative della bobina stessa. Queste proprietà sono invece caratterizzate da altre due grandezze e precisamente dalle altezze elettrica (h') e magnetica (h''), essenzialmente dipendenti dalla forma del telaio e rispettivamente legate al comportamento elettrico (effetto di antenna, adirezionale), e magnetico (effetto di telaio, direzionale) della bobina.

Le quattro grandezze di cui sopra rappresentano quindi tutte le proprietà elettromagnetiche del telaio, nei limiti delle ipotesi poste a base di questo lavoro.

PARTE I.

LA BOBINA COME CIRCUITO A COSTANTI DISTRIBUITE ALIMENTATO AI SUOI ESTREMI.

I. - Calcolo delle tensioni e delle correnti.

4. - Come risulta dalle considerazioni precedenti, il presente studio si basa sulle seguenti premesse:

a) si considera una induttanza distribuita unitaria l in henry/metro, costante lungo tutto l'avvolgimento e tale che essendo n il numero di spire, a la lunghezza della spira ed L_B la induttanza totale della bobina, sia $L_B = l n a$;

b) si considera inoltre una capacità distribuita unitaria verso terra k_t in farad/metro, pure costante lungo tutta la bobina, e tale che detta C_t la capacità verso terra della bobina sia $C_t = n\,a\,k_t$;

c) si considera infine tra due spire adiacenti la capacità unitaria distribuita tra le spire k_s, in farad/metro, pure costante lungo tutta la bobina.

È importante notare qui che tutte e tre le costanti l, k_t, k_s possono ritenersi indipendenti dalla ubicazione della bobina nei telai schermati, cioè protetti dalla influenza dei corpi vicini mediante una sufficiente schermatura; per contro nelle bobine non schermate la influenza dei corpi vicini può essere notevole per la l, e più ancora per la k_t, quando la bobina varii la sua posizione rispetto a corpi metallici o dielettrici molto vicini. Di ciò si dirà meglio al capitolo X.

Per dedurre su queste premesse le equazioni differenziali della bobina, supposta di forma cilindrica (fig. 1), si assume la generatrice del cilindro opposta a quella che contiene gli estremi della bobina, supposta di un numero intero n di spire, come origine delle distanze in ciascuna spira. Con ciò ogni arco s individuerà, sulle varie spire, i punti della bobina che giacciono su di una stessa generatrice, quella cioè distante s lungo il perimetro, dalla generatrice origine.

I punti che si trovano sulla generatrice, contenenti gli estremi della bobina, saranno così individuati dai due valori $-\frac{a}{2}$ e $+\frac{a}{2}$ dell'arco s. Tali valori individuano rispettivamente il principio e la fine di ogni spira.

Come direzione positiva degli archi s si assume quella convenzionale della corrente positiva. $V_1(s)$, $V_2(s)$, ..., $V_n(s)$ ed $I_1(s)$, $I_2(s)$, ..., $I_n(s)$

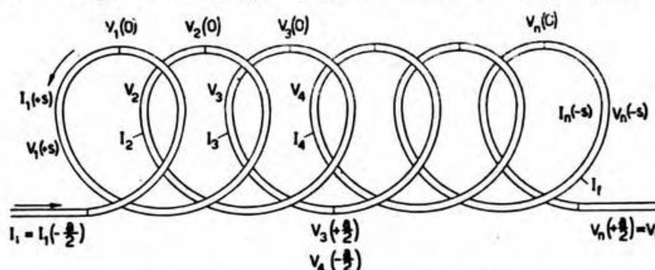


Fig. 1. — Schematizzazione di bobina cilindrica con n spire.

indicheranno, in notazioni simboliche, i potenziali verso terra e le correnti della bobina nei punti di ascissa s nelle successive spire. Quando non siavi pericolo di equivoco tali notazioni si semplificheranno in V_1, V_2, V_3, ... ed I_1, I_2, I_3, ...

5. - Indichiamo con $z = r + j\omega l$ l'impedenza in serie unitaria della bobina; con $y_t = g_t + j\omega k_t$ l'ammettenza unitaria verso terra; con $y_s = g_s + j\omega k_s$ l'ammettenza unitaria tra i punti adiacenti di due spire contigue.

Applicando le usuali relazioni di Ohm e di Kirchhoff si ottiene facilmente il seguente sistema di n equazioni, una per ogni spira:

$$[3]\quad \begin{cases} \text{prima spira} & \dfrac{d^2 V_1}{ds^2} = -z\dfrac{dI_1}{ds} = zy_t V_1 + zy_s (V_1 - V_2) \\ \cdots & \cdots \\ r\text{-esima spira intermedia} & \dfrac{d^2 V_r}{ds^2} = -z\dfrac{dI_r}{ds} = zy_t V_r + zy_s (2V_r - V_{r-1} - V_{r+1}) \\ \cdots & \cdots \\ \text{ultima spira} & \dfrac{d^2 V_n}{ds^2} = -z\dfrac{dI_n}{ds} = zy_t V_n + zy_s (V_n - V_{n-1})\,. \end{cases}$$

6. - L'integrazione generale, per n qualunque, di questo sistema è stata compiuta dall'Istituto Nazionale per le Applicazioni del Calcolo (I. N. A. C.) del Consiglio Nazionale delle Ricerche (C. N. R.), riportandola alla soluzione di una equazione algebrica di grado n, di cui si dimostra che le n radici ϱ_k sono sempre distinte e comprese tra -2 e $+2$.

7. - Tale equazione caratteristica e risolvente del sistema delle n equazioni differenziali della bobina si deduce per ciascun numero n di spire mediante la successione:

$$[4] \quad \begin{array}{ll} n = 1 & \varrho + 2 = 0 \\ n = 2 & (\varrho + 2)\,\varrho = 0 \\ n = k + 2 & (\varrho + 2)\,\varphi_{k+2} = 0 \end{array}$$

in cui:

$$\varphi_{k+2} = \varphi_{k+1} - \varphi_k \qquad \varphi_1 = 1 \qquad \varphi_2 = \varrho\,.$$

Ottenute le ϱ_h radici, la tensione $V_r\,(s)$ della r-esima spira (per r variabile da 1 ad n), è data dalla:

$$[5] \quad V_r\,(s) = (-1)^{r-1} \sum_{h=1}^{h=n} f_{r-1}\,(\varrho_h)\,Q_h\,(s)\,.$$

In questa equazione, essendo Q'_h e Q''_h due tensioni arbitrarie, da determinare mediante le condizioni ai limiti, e P_h, n costanti di propagazione, si deve porre:

$$[6] \quad Q_h\,(s) = Q'_h \cosh P_h s + Q''_h \operatorname{senh} P_h s; \qquad [7] \quad P_h = \sqrt{zy_t + (2 + \varrho_h) zy_s}\;;$$

$$[8] \quad f_0\,(\varrho_h) = 1; \qquad [9] \quad f_1\,(\varrho_h) = 1 + \varrho_h\;; \ldots$$

$$[10] \quad f_{k+1}\,(\varrho_h) = \varrho_h f_k\,(\varrho_h) - f_{k-1}\,(\varrho_h)\,.$$

Posto poi:

$$[11] \quad y^{(h)}{}_0 = \frac{P_h}{z}\,, \qquad [12] \quad z^{(h)}{}_0 = \frac{z}{P_h}\,,$$

si deduce la corrente $I_r\,(s)$ della r-esima spira sostituendo la Q_h della espressione di V_r con $-R_h$, essendo:

$$[13] \quad -R_h = -y^{(h)}{}_0\,Q'_h \operatorname{senh} P_h s - y^{(h)}{}_0\,Q''_h \cosh P_h s\,.$$

8. - La determinazione delle costanti Q'_h e Q''_h si ottiene fissando le condizioni ai limiti, considerando come limiti di ogni spira i punti che giacciono sulla generatrice terminale, cioè di ascisse $-\frac{a}{2}$ e $+\frac{a}{2}$ (5).

9. - Il trascurare la k_s o la k_t cambia sostanzialmente la soluzione del problema.

Se si trascura la k_t la soluzione [5] è ancora valida ponendo $k_t = 0$ nelle varie P_h, Q_h, R_h, salvo per la P_1 che rimane esclusa, mentre sarà:

$$Q_1\,(s) = Q'_1 + \frac{Q''_1}{a}\,s \qquad -R_1\,(s) = -\frac{Q''_1}{za}\,.$$

(5) Si veda anche: Boll. tecn. I. M. S. T., 1940, XIX, p. 1.

Se si trascura la k_s, la soluzione [5] deve essere sostituita con la:

$$V_r(s) = Q'_r \cosh P_1 s + Q''_r \operatorname{senh} P_1 s$$
$$z'_0 I_r(s) = - Q'_r \operatorname{senh} P_1 s - Q''_r \cosh P_1 s\,,$$

essendo $P_1 = \sqrt{z y_t}$, $z'_0 = \sqrt{\frac{z}{y_t}}$ e Q'_r, Q''_r costanti arbitrarie da determinare mediante le condizioni ai limiti.

II. - Proprietà generali.

10. - L'esame delle equazioni differenziali delle bobine pel caso generale in cui entrambe le capacità distribuite siano considerate, permette alcune deduzioni interessanti e cioè:

A) Per qualunque numero n di spire si ha:

$$[14]\qquad \begin{aligned} \sum_1^n V_r(s) &= nQ'_1 \cosh P_1 s + nQ''_1 \operatorname{senh} P_1 s \\ \sum_1^n I_r(s) &= - ny'_0 Q'_1 \operatorname{senh} P_1 s - ny'_0 Q''_1 \cosh P_1 s\,, \end{aligned}$$

e poichè la P_1 dipende solo dalla capacità k_t e non da quella k_s, emerge subito che la ΣI_r, che interessa i fenomeni esterni alla bobina, ha una distribuzione lungo la bobina che dipende solo dalla k_t. La k_s può soltanto influire nel determinare le costanti Q'_1 e Q''_1 attraverso gli speciali coefficienti ε che esamineremo in seguito.

Per $s = 0$, cioè per la generatrice centrale della bobina si ha quindi:

$$[15]\qquad \begin{aligned} n\,Q'_1 &= \sum_1^n V_r(0) = nV_m \\ - ny'_0 Q''_1 &= \sum_1^n I_r(0) = nI_m\,. \end{aligned}$$

Se ne deduce il significato delle due Q_1: potenziale elettrico medio V_m della bobina per Q'_1; corrente elettrica media, oppure potenziale magnetico medio I_m della bobina, per $- y'_0 Q''_1$.

B) Considerando le bobine aventi le spire isolate, oppure messe a terra nei loro punti di giunzione, vi sarà per tali bobine continuità del potenziale in tutti i suddetti punti di giunzione, sarà cioè:

$$V_r\left(+\frac{a}{2}\right) = V_{r+1}\left(-\frac{a}{2}\right).$$

Indicando inoltre con J_j la corrente proveniente dalla terra diretta al punto di giunzione tra la spira j-esima ed $(j+1)$-esima, messo a

terra, sarà pure (fig. 2 e 3):

$$I_{j+1}\left(-\frac{a}{2}\right) = I_j\left(+\frac{a}{2}\right) + J_j$$

[16]

$$I_1\left(-\frac{a}{2}\right) = I_i = I_n\left(+\frac{a}{2}\right) + J_n = I_f + J_n\,.$$

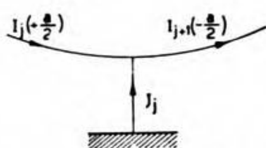


Fig. 2. — Distribuzione delle correnti per un punto di giunzione tra due spire successive, messo a terra.

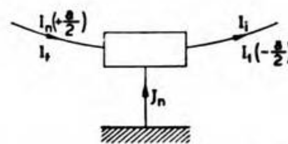


Fig. 3. — Distribuzione delle correnti estreme della bobina.

Ciò posto, poniamo nelle [14] successivamente:

[17] $$s = -\frac{a}{2} \qquad s = +\frac{a}{2}\;;$$

tenendo conto delle relazioni sopra citate nei punti di giuntura risulta facilmente:

$$V_1\left(-\frac{a}{2}\right) - V_n\left(+\frac{a}{2}\right) = V_i - V_f = -2\,n\,Q''_1 \operatorname{senh} P_1\frac{a}{2}$$

[18]

$$\sum_1^n J_j = nI_{tm} = +2\,y'_0\,nQ'_1 \operatorname{senh} P_1\frac{a}{2}\;,$$

in cui nI_{tm} indica la corrente totale proveniente dalla terra verso il complesso della bobina.

11. - È interessante notare che trascurando la k_t risulterebbe in tutti i casi, dalla somma delle [3]:

[19] $$\sum_{r=1}^{r=n}\frac{d^2}{ds^2}V_r(s) = -z\sum_{r=1}^{r=n}\frac{d}{ds}I_r(s) = 0\,,$$

e quindi:

[20] $$\sum_1^n I_r(s) = \text{costante},$$

cioè indipendente dalla s. Seguirebbero:

[21] $$\sum_1^n I_r\left(-\frac{a}{2}\right) = \sum_1^n I_r\left(+\frac{a}{2}\right) \qquad \sum_1^n J_j = 0\,.$$

L'ipotesi $k_t = 0$ non potrebbe dunque mai giustificare una dispersione di corrente verso terra, il che, nel caso del telaio senza punti intermedi a terra, porta alla conseguenza $I_i = I_f$ per qualsiasi modo di eccitazione.

Tale deduzione, che è in piena contraddizione con la esperienza, mostra l'insostenibilità di tale ipotesi.

Trascurando invece la k_s le [14], [15] e [18] rimangono sostanzialmente le stesse, solo dovendosi sostituire nQ'_1 ed nQ''_1 con $\sum_1^n Q'_r$ e $\sum_1^n Q''_r$: esse rimangono quindi compatibili con i risultati sperimentali.

12. - È importante esaminare da vicino il significato delle P_h.

Tali costanti di propagazione, per le alte frequenze qui considerate, si possono scrivere nella forma:

$$[22]\quad P_h = \sqrt{z\,[y_t + (2+\varrho_h)\,y_s]} = \sqrt{(r+j\omega l)\,[(g_t+j\omega k_t) + (2+\varrho_h)(g+j\omega k_s)]} \cong$$

$$\cong \frac{1}{2}\,r\sqrt{\frac{k_t + (2+\varrho_h)\,k_s}{l}} + \frac{1}{2}\,[g_t + (2+\varrho_h)\,g_s]\sqrt{\frac{l}{k_t + (2+\varrho_h)\,k_s}} +$$

$$+ j\omega\sqrt{[k_t + (2+\varrho_h)\,k_s]\,l} = A_h + jB_h\,.$$

Poniamo ora:

$$[23]\quad \frac{k_s}{k_t} = m \qquad \frac{g_s}{g_t} = m' \qquad \sqrt{1 + (2+\varrho_h)\,m} = \sigma_h$$

$$\sqrt{1 + (2+\varrho_h)\,m'} = \sigma'_h\,;$$

sarà allora:

$$[24]\quad P_h\,\frac{a}{2} = j\omega\sqrt{lk_t}\,\sigma_h\left[1 - \frac{1}{2}\,j\left(\frac{r}{\omega l} + \frac{g_t}{\omega k_t}\cdot\frac{\sigma'^2_h}{\sigma_h^2}\right)\right]\frac{a}{2} =$$

$$= \sigma_h\,(\alpha_1 + j\beta_1) = \sigma_h\,P_1\,\frac{a}{2}\,,$$

nella quale:

$$[25]\quad \frac{r}{\omega l} + \frac{g_t}{\omega k_t}\cdot\frac{\sigma'^2_h}{\sigma_h^2} = \frac{1}{q'}$$

$$\beta_1 = \frac{a}{2}\,\omega\sqrt{lk_t} \qquad \alpha_1 = \frac{\beta_1}{2\,q'}\,,$$

tenendo presente che q' differirà, in genere, poco dal così detto fattore di bontà o di qualità, q, della bobina.

Potremo inoltre dedurre:

$$[26]\quad \beta_1 = \omega\sqrt{lk_t}\,\frac{a}{2} = \frac{\omega}{2n}\sqrt{L_B\,C_t} = \frac{\pi a}{\lambda}\,c\sqrt{lk_t} = \frac{\pi a}{\lambda}\,\delta_1\,,$$

nella quale si è posto:

$$[27] \qquad \delta_1 = c\sqrt{lk_t} = \frac{c}{\dfrac{1}{\sqrt{lk_t}}} = \frac{c}{v},$$

cioè δ_1 uguale al rapporto tra la velocità c della propagazione nell'aria, e quella v lungo la bobina, relativa alla costante P_1 di propagazione. Questa P_1 corrisponde alla soluzione $\varrho_h = -2$ ed è dovuta alla sola k_t, capacità verso terra.

III. - Soluzioni particolari.

13. - Potremo ora applicare le relazioni trovate ai due casi usuali più semplici e cioè:

a) bobina isolata salvo ai due estremi, che sono collegati al circuito di eccitazione;

b) bobina come sopra, ma col punto centrale messo a terra.

Le condizioni ai limiti per questi casi debbono quindi solo stabilire che la tensione e la corrente iniziale di ciascuna spira sono uguali alla tensione ed alla corrente finale della spira precedente. Nel caso *b* le correnti nel punto centrale non sono soggette a limitazioni, mentre le due tensioni, finale della prima mezza bobina e iniziale della seconda mezza bobina, debbono porsi entrambe uguali a zero.

Con questo procedimento è possibile eliminare le varie Q'_h e Q''_h esprimendole in funzione di due sole di esse, ad esempio le Q'_1 e Q''_1, e ricavare le espressioni delle correnti I_i ed I_f e delle tensioni V_i e V_f iniziali e finali della bobina, le sole che normalmente interessano le usuali applicazioni.

Ecco il risultato finale:

a) telaio isolato:

$$[28'] \qquad \begin{aligned} V_{i,f} &= Q'_1\,\varepsilon_1 \cosh P_1 \frac{a}{2} \mp nQ''_1 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2} \\ z'_0 I_{i,f} &= \pm\, nQ'_1 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2} - \varepsilon_2\, Q''_1 \cosh P_1 \frac{a}{2}\ ; \end{aligned}$$

b) telaio col centro a terra (per n pari):

$$[28''] \qquad \begin{aligned} V_{i,f} &= Q'_1\,\varepsilon_3 \cosh P_1 \frac{a}{2} \mp nQ''_1 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2} \\ z'_0 I_{i,f} &= \pm\, \varepsilon_4\, Q'_1 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2} - \varepsilon_2\, Q''_1 \cosh P_1 \frac{a}{2}\ . \end{aligned}$$

I valori dei quattro coefficienti ε_1, ε_2, ε_3, ε_4, per telai fino a 4 spire, sono riportati nel seguente gruppo di formule nelle quali per brevità si è scritto tg_h, e σ_h rispettivamente per tangh $P_h \dfrac{a}{2}$, e per $\sqrt{1+(2+\varrho_h)\,m}$.
Le P_h sono date dalla [7].

Il primo valore delle ε è quello esatto, ricavato dalle condizioni ai contorni: il secondo valore è approssimato e vale nella ipotesi che la q' sia sufficientemente alta perchè, essendo $P_h = \alpha_h + j\beta_h$, si possa ritenere $\alpha_1 \ll \beta_1$ e quindi $P_h \cong j\beta_1\sigma_h$.

14. - Riassunto delle varie ε.

$n = 1$ $\qquad \varepsilon_{11} = \varepsilon_{21} = \varepsilon_{31} = \varepsilon_{41} = 1$

$n = 2$
$$\varepsilon_{12} = 1 + \frac{\mathrm{tg}_1\,\mathrm{tg}_2}{\sigma_2} \cong 1 - \beta_1^2 - \frac{2}{3}\beta_1^4(1 + m) - \frac{\beta_1^6}{45}(17 + 34\,m + 24\,m^2) - \ldots$$

[29]
$$\varepsilon_{22} = 1 + \sigma_2\,\mathrm{tg}_1\,\mathrm{tg}_2 \cong 1 - (1 + 2m)\beta_1^2 - \frac{2}{3}\beta_1^4(1 + 3m + 2m^2) - \frac{\beta_1^6}{45}(17 + 68\,m + 92\,m^2 + 48\,m^3) - \ldots$$

$$\varepsilon_{32} = 2$$

$$\varepsilon_{42} = 1 + \frac{\sigma_2}{\mathrm{tg}_1\,\mathrm{tg}_2} \cong -\frac{1}{\beta_1^2}\left[1 - \frac{5 + 2\,m}{3}\beta_1^2 + \frac{\beta_1^4}{45}(3 + 6m - 4m^2) + \frac{\beta_1^6}{945}(10 + 30m + 4m^2 - 4m^3) + \ldots\right]$$

$n = 3$
$$\varepsilon_{13} = 1 + \frac{8\,\mathrm{tg}_1\,\mathrm{tg}_2}{3\sigma_2 + \sigma_3\,\mathrm{tg}_2\,\mathrm{tg}_3} \cong 1 - \frac{8}{3}\beta_1^2 - \frac{8}{9}\beta_1^4(3 + 4m) - \frac{8\,\beta_1^6}{135}(42 + 132\,m + 131\,m^2) - \ldots$$

[30]
$$\varepsilon_{23} = 1 + \frac{8\,\sigma_2\,\sigma_3\,\mathrm{tg}_1\,\mathrm{tg}_2}{3\,\sigma_3 + \sigma_2\,\mathrm{tg}_2\,\mathrm{tg}_3} \cong 1 - \frac{8}{3}\beta_1^2(1 + m) - \frac{8}{9}\beta_1^4(3 + 5\,m + 2m^2) - \frac{8}{135}\beta_1^6(42 + 165\,m + 228\,m^2 + 105\,m^3) - \ldots$$

$n = 4$
$$\varepsilon_{14} = 1 + \frac{(2+\sqrt{2})^3\sigma_4\mathrm{tg}_1\mathrm{tg}_2 + (2-\sqrt{2})^3\sigma_2\mathrm{tg}_1\mathrm{tg}_4 + 8\sigma_3\mathrm{tg}_1\mathrm{tg}_2\mathrm{tg}_3\mathrm{tg}_4}{8\,\sigma_2\sigma_4 + 2\,(2+\sqrt{2})\,\sigma_3\sigma_4\mathrm{tg}_2\mathrm{tg}_3 + 2\,(2-\sqrt{2})\,\sigma_2\sigma_3\mathrm{tg}_3\mathrm{tg}_4} \cong$$
$$\cong 1 - 5\beta_1^2 - \frac{\beta_1^4}{3}(22 + 27m) - \frac{\beta_1^6}{45}(505 + 1431m + 1092m^2) - \ldots$$

$$\varepsilon_{24} = 1 + \frac{(2+\sqrt{2})^3 \sigma_2 \sigma_3 \operatorname{tg}_1 \operatorname{tg}_2 + (2-\sqrt{2})^3 \sigma_3 \sigma_4 \operatorname{tg}_1 \operatorname{tg}_4 + 8\,\sigma_2 \sigma_4 \operatorname{tg}_1 \operatorname{tg}_2 \operatorname{tg}_3 \operatorname{tg}_4}{8\,\sigma_3 + 2\,(2+\sqrt{2})\,\sigma_2 \operatorname{tg}_2 \operatorname{tg}_3 + 2\,(2-\sqrt{2})\,\sigma_4 \operatorname{tg}_3 \operatorname{tg}_4} \cong$$

$$\cong 1 - (5 + 3\,m)\,\beta_1^2 - \frac{\beta_1^4}{3}(22 + 51\,m + 23\,m^2) - \frac{\beta_1^6}{45}(505 + 2292\,m + 3361\,m^2 + 1317\,m^3) - \ldots$$

[31]

$$\varepsilon_{34} = 4\,\frac{(2-\sqrt{2})\,\sigma_2 \operatorname{tg}_4 + (2+\sqrt{2})\,\sigma_4 \operatorname{tg}_2 + 4 \operatorname{tg}_1 \operatorname{tg}_2 \operatorname{tg}_4}{(4-\sqrt{2})\,\sigma_2 \operatorname{tg}_4 + (4+\sqrt{2})\,\sigma_4 \operatorname{tg}_2} \cong$$

$$\cong 2\left[1 - \frac{\beta_1^2}{6}(6+m) - \frac{\beta_1^4}{180}(120 + 164\,m + 33\,m^2) - \ldots\right]$$

$$\varepsilon_{44} = 1 + \sigma_3^2\,\frac{\operatorname{tg}_3}{\operatorname{tg}_1}\cdot\frac{\varepsilon_{34}}{4} + \frac{(6+2\sqrt{2})\,\sigma_2 \operatorname{tg}_1 \operatorname{tg}_4 + (6-2\sqrt{2})\,\sigma_4 \operatorname{tg}_1 \operatorname{tg}_2 + 4\,\sigma_2 \sigma_4}{(4-\sqrt{2})\,\sigma_2 \operatorname{tg}_1 \operatorname{tg}_4 + (4+\sqrt{2})\,\sigma_4 \operatorname{tg}_1 \operatorname{tg}_2} \cong$$

$$\cong -\frac{1}{2\,\beta_1^2}\left[1 - \frac{40+15\,m}{6}\beta_1^2 + \frac{\beta_1^4}{60}(64 + 26\,m - 57\,m^2) + \frac{\beta_1^6}{90}(60 + 185\,m + 91\,m^2 - 43\,m^3) + \ldots\right].$$

15. - L'approssimazione potendosi ritenere sufficente quando l'ultimo termine dello sviluppo è minore di $\frac{1}{100}$, si può, caso per caso, limitare con questa condizione lo sviluppo stesso al numero necessario di termini, in base ai valori effettivi di β_1 e di m.

In molte applicazioni pratiche le ε_1 ed ε_2 possono così limitarsi anche solo ai primi due termini.

Ad esempio si potrà scrivere $\varepsilon_{12} = 1 - \beta_1^2$, sempreché sia $\beta_1^2 < \frac{1}{100}$, cioè $\frac{\pi a}{\lambda}\,\delta_1 < \frac{1}{10}$ cioè $\lambda \geqslant 10\,\pi\,a\,\delta_1$.

È ora interessante notare che i suddetti secondi termini possono derivarsi da due espressioni generali che sembrano utilizzabili anche per $n > 4$: cosicchè, per onde sufficentemente lunghe potrebbe scriversi:

[32]

$$\varepsilon_{1n} = 1 - \frac{n^2 - 1}{3}\,\beta_1^2 - \ldots$$

$$\varepsilon_{2n} = \varepsilon_{1n} - \frac{4\,(n-1)\,m}{n}\,\beta_1^2 - \ldots$$

16. - A questo punto è da rilevare che l'omissione della k_t darebbe alle equazioni [28] la forma:

a) telaio isolato:

[33']
$$V_{i,f} = \varepsilon'_1 Q'_1 \mp \frac{n}{2} Q''_1$$
$$azI_{i,f} = - \varepsilon'_2 Q''_1$$

b) telaio col centro a terra:

[33'']
$$V_{i,f} = \varepsilon'_3 Q'_1 \mp \frac{n}{2} Q''_1$$
$$azI_{i,f} = \pm \varepsilon'_4 Q'_1 - \varepsilon'_2 Q''_1 .$$

Ad esempio, per $n = 2$, si avrebbe:

$$\varepsilon'_1 = 1$$
$$\varepsilon'_2 = 1 + P_2 \frac{a}{2} \operatorname{tangh} P_2 \frac{a}{2}$$
$$\varepsilon'_3 = 2 \qquad \varepsilon'_4 = aP_2 \coth P_2 \frac{a}{2}$$

in cui $P_2 = \sqrt{2zy_s}$.

Per contro se si omette la k_s, i risultati finali sono:

a) telaio isolato:

[34']
$$V_{i,f} = V_0 \cosh P_1 \frac{na}{2} \pm z'_0 I_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{na}{2}$$
$$I_{i,f} = z'_0 I_0 \cosh P_1 \frac{na}{2} \pm V_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{na}{2}$$

b) telaio col centro a terra:

[34'']
$$V_i = z'_0 I_{10} \operatorname{senh} P_1 \frac{na}{2} \qquad V_f = - z'_0 I_{20} \operatorname{senh} P_1 \frac{na}{2}$$
$$I_i = I_{10} \cosh P_1 \frac{na}{2} \qquad I_f = I_{20} \cosh P_1 \frac{na}{2}$$

in cui è V_0 la tensione al punto centrale, I_0 la corrente al punto centrale, I_{10} la corrente finale della prima mezza bobina, I_{20} la corrente iniziale della seconda mezza bobina.

IV. - Calcolo dei coefficienti Q'_1 e Q''_1.

17. - Espresse con le [28] le varie tensioni e correnti finali e iniziali, in funzione delle sole Q'_1 e Q''_1 e ciò nel caso generale in cui entrambe le k_t e k_s siano considerate, si possono ora determinare queste costanti Q'_1 e Q''_1 sostituendo le espressioni trovate, delle tensioni e correnti

estreme della bobina, nelle relazioni che fra tali grandezze e le f. e. m. agenti si ottengono dal circuito di eccitazione del telaio. Nella memoria U.R.S.I. si sono già date tali relazioni per due casi tipici di collegamento, a Π e ad Y. Esse sono:

collegamento a triangolo (Π) (fig. 4):

[35] $$\begin{aligned} &+ (z_1 + z_3) V_i - z_1 V_f + z_1 z_3 I_i = E_1 z_3 + E_3 z_1 \\ &- (z_2 + z_3) V_f + z_2 V_i + z_2 z_3 I_f = E_2 z_3 + E_3 z_2 \,; \end{aligned}$$

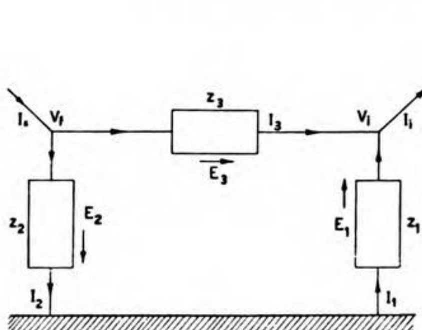


Fig. 4.
Collegamento a triangolo.

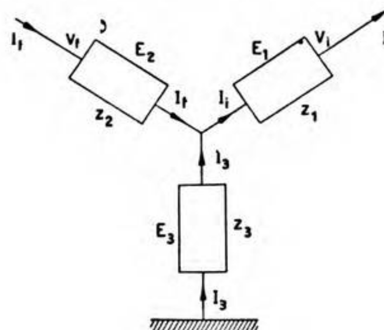


Fig. 5.
Collegamento a stella.

collegamento a stella (Y) (fig. 5):

[36] $$\begin{aligned} &+ V_i + (z_1 + z_3) I_i - z_3 I_f = E_3 + E_1 \\ &+ V_f - (z_2 + z_3) I_f + z_3 I_i = E_3 - E_2 \,. \end{aligned}$$

Eliminando le $V_{i,f}$ $I_{i,f}$ tra le [28], e le [35] o le [36], si ottengono due equazioni, dalla cui soluzione le Q'_1 e Q''_1 risultano espresse in funzione delle f. e. m. agenti e delle varie impedenze del circuito di eccitazione.

Altri tipi di collegamento possono presentarsi nelle applicazioni, i quali potranno ridursi ad uno dei precedenti secondo le regole della teoria dei circuiti passivi e di quella dei quadripoli (6).

In particolare, in molte applicazioni radiogoniometriche il centro della bobina non viene messo a terra direttamente, ma a mezzo di un complesso di impedenze (di solito soltanto induttive), collegate a stella. Le equazioni [36], nelle quali si facciano:

[37] $$E_1 = E_2 = E_3 = 0$$

(6) Vedasi ad esempio:
W. L. Everitt: Communication engineering - McGraw-Hill, New York, 1932, p. 28 e seguenti.

sono immediatamente applicabili a tale caso e sostituiscono le due equazioni di continuità nel punto considerato.

Applicheremo ora a titolo di esempio le relazioni trovate per il circuito della figura 4, molto adoperato in radiogoniometria, per determinare i potenziali Q'_1 e Q''_1 in funzione delle f. e. m. applicate all'esterno del telaio. Supporremo presente solo la f. e. m. E_3 e considereremo la bobina col centro a terra.

Si tratta di eliminare le $V_{i,f}$ ed $I_{i,f}$ tra le equazioni [28] e [35] e ricavare le Q'_1 e Q''_1. Sostituendo poi ε_4 con n ed ε_3 con ε_1, le stesse espressioni ci serviranno pel caso del telaio col centro isolato, il che risulta immediatamente dal confronto delle [28] per i due casi considerati.

Eseguite le operazioni si trova:

[38]
$$Q'_1 = \frac{E_3\, nz'^2_0 (z_1 - z_2) \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}}{z_3 P'' + P' 2\, nz'_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}}$$
$$Q''_1 = \frac{-E_3 P' z'_0}{z_3 P'' + P'\, 2\, nz'_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}}$$

nelle quali è:

[39]
$$P' = \varepsilon_3 z'_0 (z_1 + z_2) \cosh P_1 \frac{a}{2} + 2\, \varepsilon_4 z_1 z_2 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}$$
$$P'' = (n\varepsilon_3 z'^2_0 + \varepsilon_2 \varepsilon_4 z_1 z_2) \operatorname{senh} P_1 a + z'_0 (z_1 + z_2) \left(\varepsilon_2 \varepsilon_3 \cosh^2 P_1 \frac{a}{2} + n\varepsilon_4 \operatorname{senh}^2 P_1 \frac{a}{2} \right).$$

V. - Impedenza delle bobine.

18. - Ricordando poi le [15] e le [18] e posto ancora:

$$z_t = \frac{P'}{P''}\, 2\, nz'_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2},$$

abbiamo:

[40]
$$I_{tm} = \frac{2 V_m}{z'_0} \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2} = \frac{2 E_3\, nz'_0 (z_1 - z_2) \operatorname{senh}^2 P_1 \frac{a}{2}}{z_3 P'' + P'\, 2\, nz'_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}}$$
$$I_m = \frac{1}{n} \sum_1^n I_r(0) = -y'_0 Q''_1 = \frac{E_3 z_t}{(z_3 + z_t)\, 2 nz'_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}}$$
$$V_i - V_f = -2\, nQ''_1 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2} = \frac{E_3 z_t}{z_3 + z_t}.$$

Dall'ultima emerge evidente che la z_t è l'impedenza risultante dal complesso del telaio e delle due impedenze terminali z_1 e z_2, essendo z_3 l'impedenza interna della f. e. m. agente E_3. La sua espressione, tenuto conto delle [39], è:

[41] $$z_t = \frac{2nz'_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}\left[\varepsilon_3 z'_0 (z_1 + z_2)\cosh P_1 \frac{a}{2} + 2\varepsilon_4 z_1 z_2 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}\right]}{(n\varepsilon_3 z'^2_0 + \varepsilon_2\varepsilon_4 z_1 z_2)\operatorname{senh} P_1 a + z'_0 (z_1 + z_2)\left(\varepsilon_2\varepsilon_3 \cosh^2 P_1 \frac{a}{2} + n\varepsilon_4 \operatorname{senh}^2 P_1 \frac{a}{2}\right)}.$$

Nel caso del telaio col centro isolato devesi, come già ricordato, sostituire ε_3 con ε_1 ed ε_4 con n.

Due sottocasi sono specialmente importanti da considerare, sempre pel centro isolato:

a) telaio isolato, cioè con $z_1 = z_2 = \infty$, o quanto meno molto grandi di fronte a z'_0; in tale caso, dividendo per $z_1 z_2$ e passando al limite, la z_t diventa:

$$z_{ti} = \frac{2\,nz'_0 \operatorname{tangh} P_1 \frac{a}{2}}{\varepsilon_2}.$$

b) telaio squilibrato, cioè con $z_1 = \infty$, $z_2 = 0$, un capo isolato e l'altro a terra, si ottiene:

$$z_{ts} = \frac{2\,nz'_0 \operatorname{tangh} P_1 \frac{a}{2}}{\varepsilon_2\left(1 + \frac{n^2}{\varepsilon_1\varepsilon_2}\operatorname{tangh}^2 P_1 \frac{a}{2}\right)}.$$

Partendo dalle [33] o dalle [34] anzichè dalle [28] si dedurrebbero le impedenze della bobina rispettivamente omettendo la k_t e la k_s. Si troverebbe così:

A) Trascurando la k_t.

1 - Bobina col centro isolato:

[42] $$z_t = \frac{naz(z_1 + z_2)}{naz + \varepsilon'_2 (z_1 + z_2)},$$

e quindi:

a) estremi isolati $z_{ti} = \dfrac{naz}{\varepsilon'_2}$;

b) un estremo a terra $z_{ts} = z_{ti} = \dfrac{naz}{\varepsilon'_2}$.

2 - Bobina col centro a terra:

[43] $$z_t = \frac{naz\left[\varepsilon'_3 za (z_1 + z_2) + 2\varepsilon'_4 z_1 z_2\right]}{\varepsilon'_3 na^2 z^2 + 2\varepsilon'_2\varepsilon'_4 z_1 z_2 + (z_1 + z_2) za\left(\frac{\varepsilon'_4}{2} n + \varepsilon'_2\varepsilon'_3\right)},$$

e quindi con gli estremi isolati $z_{ti} = \frac{naz}{\varepsilon'_2}$ come nei casi precedenti.

B) Trascurando la k_s.

1 - Bobina col centro isolato:

$$[44] \qquad z_t = \frac{2\, z'_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{na}{2} \left[z'_0 (z_1 + z_2) \cosh P_1 \frac{na}{2} + 2\, z_1 z_2 \operatorname{senh} P_1 \frac{na}{2} \right]}{(z'^2_0 + z_1 z_2) \operatorname{senh} P_1 na + z'_0 (z_1 + z_2) \cosh P_1 na},$$

e quindi:

a) estremi isolati $z_{ti} = 2\, z'_0 \operatorname{tangh} P_1 \frac{na}{2}$;

b) un estremo a terra $z_{ts} = z'_0 \operatorname{tangh} P_1 na$.

2 - Bobina col centro a terra:

$$[45] \qquad z_t = \frac{z'_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{na}{2} \left[z'_0 (z_1 + z_2) \operatorname{senh} P_1 \frac{na}{2} + 2\, z_1 z_2 \cosh P_1 \frac{na}{2} \right]}{z'^2_0 \operatorname{senh}^2 P_1 \frac{na}{2} + z_1 z_2 \cosh^2 P_1 \frac{na}{2} + \frac{1}{2} z'_0 (z_1 + z_2) \operatorname{senh} P_1 na},$$

e quindi con gli estremi isolati:

$$z_{ti} = 2\, z'_0 \operatorname{tangh} P_1 \frac{na}{2}$$

come nel caso precedente.

VI. - Capacità residua delle bobine.

19. - *Calcolo della capacità residua delle bobine.* — Le relazioni ora trovate ci permettono di calcolare la capacità residua delle bobine, nei due casi concreti ora considerati, e cioè:

a) bobina con gli estremi isolati;

b) bobina con un estremo a terra e l'altro isolato.

Come noto, si intende per capacità residua di una bobina quella capacità che agli effetti sperimentali figura trovarsi in parallelo a quella del condensatore di accordo connesso ai capi della bobina.

Come condizione di risonanza si assumerà, come di solito, l'annullamento della reattanza complessiva del circuito eccitato dalla f. e. m. agente E_3, e cioè l'annullamento del termine immaginario di $z_t + z_3$. La z_3 si considererà costituita dal solo condensatore di accordo C_3 ammesso di piccola perdita, equivalente alla resistenza in serie R_3.

La discussione di questi casi si semplificherà quando si possa ammettere, come al paragrafo 13, che il fattore di qualità q' del telaio sia sufficentemente maggiore della unità da potere ritenere che sia $\alpha_1 \ll \beta_1$ e quindi $P_1\, a/2 \cong j\beta_1$.

Con tale ammissione, generalmente consentita, e con successive trasformazioni, la condizione di risonanza diventa:

a) telaio isolato:

$$\omega^2 L_B \left(C_3 + C_t \frac{1 - \frac{\varepsilon_2}{s_1}}{4 n^2 \beta_1^2} \right) = 1$$

cosicchè la capacità residua, cioè figurante in parallelo alla C_3, diventa:

[46] $$C'_0 = C_t \frac{1 - \frac{\varepsilon_2}{s_1}}{4 n^2 \beta_1^2} = \frac{1 - \frac{\varepsilon_2}{s_1}}{\omega_2 L_B} .$$

b) telaio squilibrato; si ottiene analogamente, come capacità residua:

[46'] $$C''_0 = C'_0 + \frac{C_t}{4} \frac{s_1}{\varepsilon_1} .$$

In entrambi tali espressioni si è posto $s_1 = \frac{\operatorname{tang} \beta_1}{\beta_1} = 1 + \frac{1}{3} \beta_1^2 + + \frac{2}{15} \beta_1^4 + ...$

Utilizzando l'espressioni approssimate [32] di ε_1 ed ε_2 si possono ancora semplificare le [46] e [46'] che diventano, nel caso di β_1 molto piccolo:

[47]
$$C'_0 = C_t \left(\frac{1}{12} + \frac{n-1}{n^3} m \right) = \frac{C_t}{12} + \frac{n-1}{n^2} a k_s$$
$$C''_0 = C_t \left(\frac{1}{3} + \frac{n-1}{n^3} m \right) = \frac{C_t}{3} + \frac{n-1}{n^2} a k_s .$$

Quando la lunghezza d'onda si riduca in modo da rendere sensibile il valore della β_1^2, allora si possono utilizzare le serie di ε_1 ed ε_2, e le [46] e [46'] per telai fino a 4 spire, diventano:

[48]
$$n = 1 \quad C'_{01} = C_t \left(\frac{1}{12} + \frac{\beta_1^2}{180} + ... \right) \qquad C''_{01} = C_t \left(\frac{1}{3} + \frac{4}{45} \beta_1^2 + ... \right)$$
$$n = 2 \quad C'_{02} = C_t \left(\frac{1}{12} + \frac{m}{8} + \frac{1 + 3m + 3m^2}{36} \beta_1^2 + ... \right)$$
$$C''_{02} = C_t \left(\frac{1}{3} + \frac{m}{8} + \frac{3 + 3m + 3m^2}{36} \beta_1^2 + ... \right)$$
$$n = 3 \quad C'_{03} = C_t \left(\frac{1}{12} + \frac{2m}{27} + \frac{2 + 8m + 4m^2}{81} \beta_1^2 + ... \right)$$
$$C''_{03} = C_t \left(\frac{1}{3} + \frac{2m}{27} + \frac{65 + 8m + 4m^2}{81} \beta_1^2 + ... \right)$$
$$n = 4 \quad C'_{04} = C_t \left(\frac{1}{12} + \frac{3m}{64} + \frac{17 + 48m + 23m^2}{192} \beta_1^2 + ... \right)$$
$$C''_{04} = C_t \left(\frac{1}{3} + \frac{3m}{64} + \frac{273 + 48m + 23m^2}{192} \beta_1^2 + ... \right).$$

I dati della tabella I, esposti in principio del lavoro, ed altri numerosi, non riportati, confermano sperimentalmente, e con buona approssimazione, le [47] e le [48], specialmente pei telai di poche spire. Minore concordanza notasi per le bobine di piccolo diametro e di molte spire, per le quali sembrerebbe che i valori calcolati della k_s risultino alquanto scarsi. È anche da notare che l'estensione delle [32] alle bobine di più di 4 spire si è ottenuta soltanto estrapolando i risultati di quelle di 4 spire, il che potrebbe non essere sempre lecito. In ogni caso è chiaro che omettendo una delle due capacità distribuite le discordanze aumentano sensibilmente.

VII. - Bobine eccitate come antenne.

20. - Un altro esempio di applicazione della teoria precedente possiamo trovarlo nello studio delle bobine eccitate come antenne dai due estremi riuniti, oppure eccitate da un estremo solo, essendo l'altro isolato. Naturalmente sempre considerando il centro della bobina isolato.

Misurando le due impedenze al reattanziometro esse vengono espresse mediante due capacità C_c e C_a rispettivamente pel caso degli estremi riuniti e per quello con un estremo isolato. Il calcolo delle due reattanze fornisce d'altra parte le due espressioni seguenti:

[49] $$z'_t = \frac{1}{j\omega C_c} = \frac{\varepsilon_1}{j\omega C_t\, s_1}$$

[50] $$z''_t = \frac{1}{j\omega C_a} = \frac{\varepsilon_1}{j\omega C_t\, s_1}\left(1 - \frac{n^2 \operatorname{tang}^2 \beta_1}{\varepsilon_1\, \varepsilon_2}\right).$$

Se ora si ammette che la C_t rimanga, come la ε_1 e la s_1, inalterata nelle due misure successive sarà:

$$\frac{C_c}{C_a} = 1 - \frac{n^2 \operatorname{tang}^2 \beta_1}{\varepsilon_1\, \varepsilon_2},$$

che, tenuto conto delle relazioni già trovate, si può scrivere nella forma:

$$\frac{C_c}{C_a} = 1 - \frac{\omega^2 L_B\, C_c\, s_1}{4\, \varepsilon_2}.$$

Questa relazione è stata praticamente verificata, come risulta dalla tabella II, per telai quadri di 1 m di lato e di 1, 2, 4, 6 spire con avvolgimento di passo di 20 mm e filo di 0,9 mm, pei quali $k_s = 29$ μμF. Il calcolo della $s_1 = \dfrac{\operatorname{tang} \beta_1}{\beta_1}$ e della ε_2 si è fatto ponendo approssimativamente $\beta_1 = \dfrac{\pi a}{\lambda}\, \delta_1 \cong \dfrac{\pi a}{\lambda}$.

TABELLA II.

Verifica della: $\frac{C_e}{C_a} = 1 - \frac{n^2 \operatorname{tang}^2 \beta_1}{\varepsilon_1 \varepsilon_2}$.

n	$\lambda = 75$ m				$\lambda = 150$ m				$\lambda = 300$ m			
	C_e μμF	C_a μμF	C_e/C_a misurato	C_e/C_a calcolato	C_e μμF	C_a μμF	C_e/C_a misurato	C_e/C_a calcolato	C_e μμF	C_a μμF	C_e/C_a misurato	C_e/C_a calcolato
1	31,3	32,7	0,957	0,966	36,2	36,3	0,997	0,992	—	—	—	—
2	40,4	47,4	0,852	0,860	43,3	47,5	0,954	0,966	45,8	46,8	0,978	0,980
4	53	—	0	0,106	56,5	66	0,858	0,835	56,6	58,2	0,970	0,968
6	—	—	—	—	65	100	0,593	0,683	64	70,4	0,908	0,918

Risulta dalla tabella II che i rapporti calcolati sono in genere in eccesso su quelli misurati, il che dipende probabilmente dalla ipotesi ammessa che la C_t rimanga inalterata nelle due misure: i risultati sperimentali sembrano così indicare che la k_t stessa è un poco maggiore nel telaio avente un capo libero.

Nel caso di $n = 6$ l'uso delle relazioni approssimate [32], probabilmente non più tanto attendibili per l'onda di 150 m, troppo corta in relazione alla lunghezza dell'avvolgimento (24 m), spiega il maggiore scarto verificato su questa onda.

Si può qui osservare che seguendo lo stesso procedimento e utilizzando le [33] oppure le [34] in luogo delle [28], cioè rispettivamente supponendo nulla la k_t oppure la k_s, si giunge ai seguenti risultati:

a) $k_s = 0$.

Le due impedenze z'_t e z''_t risultano:

$$\frac{1}{j\omega C_c} = z'_t = \frac{1}{2} z'_0 \coth P_1 \frac{na}{2} = \frac{1}{j\omega C_t \left(1 + \frac{1}{3} n^2 \beta_1^2 + \ldots\right)}$$

$$\frac{1}{j\omega C_a} = z''_t = z'_0 \coth P_1 na = \frac{1}{j\omega C_t \left(1 + \frac{4}{3} n^2 \beta_1^2 + \ldots\right)}$$

cosicchè dovrebbe essere $\frac{C_t}{C_a} = 1 - n^2 \beta_1^2 - \ldots$. Le verifiche sperimentali contraddicono dunque sensibilmente tale ipotesi.

b) $k_t = 0$.

Dato che, come abbiamo osservato al paragrafo 10, in questo caso si ha sempre $I_i = I_f$, segue $I_3 = 0$ per la bobina con i capi uniti, ed $I_i = I_f = 0$ per la bobina con un capo isolato.

In entrambi i casi perciò si dovrebbe avere $z'_t = z''_t = \infty$, in ancora più aperto contrasto con i risultati sperimentali.

VIII. - Frequenza propria delle bobine.

21. - Nello studiare il comportamento del telaio eccitato da una f. e. m. E_3 secondo lo schema della figura 4, abbiamo trovato al paragrafo 18 che esso si comporta come una impedenza z_t data dalla [41].

Risulta dall'esame di tale relazione che facendo crescere la frequenza di eccitazione si debbono trovare successivamente varie frequenze per le quali la parte reattiva di z_t diventa infinita. Il telaio così eccitato da un estremo funziona come un circuito antirisonante; la frequenza per la quale l'impedenza in derivazione è infinita, essendo quella per la quale l'impedenza in serie diventa nulla, è quindi la frequenza propria del telaio eccitato da un campo esterno o da una f. e. m. disposta, ad esempio, al punto centrale dell'avvolgimento. La discussione generale

della [41] sarebbe molto complicata mentre è relativamente facile quella dei due casi particolari già considerati, e cioè della z_{ti}, pel telaio isolato, e della z_{ts}, pel telaio squilibrato.

a) Telaio isolato. Abbiamo trovato:

$$z_{ti} = \frac{2\, n z'_0 \operatorname{tangh} P_1 \frac{a}{2}}{\varepsilon_2} .$$

Ricordando che è $P_1 \frac{a}{2} = \alpha_1 + j\beta_1$, la condizione di risonanza si verifica per:

$$\beta_1 = (2\, K + 1) \frac{\pi}{2} \text{ ed } \varepsilon_2 = 0 .$$

b) Telaio squilibrato. Avendo trovato:

$$z_{ts} = \frac{n z'_0\, \varepsilon_1 \operatorname{senh} P_1\, a}{\varepsilon_1\, \varepsilon_2 \cosh^2 P_1 \frac{a}{2} + n^2 \operatorname{senh}^2 P_1 \frac{a}{2}} ,$$

la condizione di risonanza diventa:

$$\varepsilon_1\, \varepsilon_2 \cosh^2 P_1 \frac{a}{2} + n^2 \operatorname{senh}^2 P_1 \frac{a}{2} = 0 \quad \text{ovvero:} \quad n^2 \operatorname{tang}^2 \beta_1 = \varepsilon_1\, \varepsilon_2 .$$

La verifica sperimentale di queste relazioni è stata compiuta come segue su alcuni telai.

Il telaio indicato con la lettera *e* nella tabella I, eccitato con i capi isolati, ha presentato la prima risonanza su 18,30 m; applichiamo al condizione $\varepsilon_{22} = 0$ e cioè $1 + \sigma_2 \operatorname{tg}_1 \operatorname{tg}_2 = 0$ ovvero:

$$1 = \sqrt{1 + 2\, m} \operatorname{tang} \beta_1 \operatorname{tang} \beta_1 \sqrt{1 + 2\, m} :$$

la soluzione di questa equazione fornisce pel telaio anzidetto $\lambda = 19{,}16$ m. Lo stesso telaio eccitato con un capo a terra ha dato sperimentalmente come prima onda di risonanza 20,50 m, mentre il calcolo nelle condizioni precedenti ha dato 20,80 m mediante la soluzione approssimata della equazione $n^2 \operatorname{tang}^2 \beta_1 = \varepsilon_{12}\, \varepsilon_{22}$, condizione trovata per la risonanza.

Il telaio di 4 spire di 1 m di lato, considerato nella tabella II ed eccitato con un capo a terra, ha dato come prima onda di risonanza 80 m, mentre il calcolo utilizzando l'equazione $n^2 \operatorname{tang}^2 \beta_1 = \varepsilon_{14}\, \varepsilon_{24}$ ha dato 84 m.

22. - È qui da osservare che utilizzando le espressioni di z_{ti} e di z_{ts} dedotte dalla [42] e dalla [44], anzichè dalla [41], si possono ottenere le frequenze proprie delle bobine rispettivamente trascurando la k_s e la k_t. Risulta in questi due casi:

a) Trascurando la k_t; $z_{ti} = \frac{naz}{\varepsilon'_2}$, e la condizione di risonanza diventa $\varepsilon'_2 = 0$, sia per entrambi gli estremi liberi sia per un estremo a terra.

b) Trascurando la k_s; si ha:

$$z_{ti} = 2\, z'_0 \operatorname{tangh} P_1 \frac{na}{2} \qquad z_{ts} = z'_0 \operatorname{tangh} P_1\, na\ ;$$

e le condizioni di risonanza di tensione diventano, per estremi liberi $\lambda = \frac{2\,\delta_1\, na}{2\,K + 1}$ e per un estremo a terra $\lambda = \frac{4\, na\, \delta_1}{2\,K + 1}$.

Applicando queste relazioni al telaio di due spire qui considerato si troverebbe:

a) Trascurando la k_t: la condizione di risonanza di tensione è, sia pel telaio isolato sia per un capo a terra:

$$\varepsilon'_2 = 1 + P_2 \frac{a}{2} \operatorname{tangh} P_2 \frac{a}{2} = 0\ ,$$

da cui segue $\beta_2 \operatorname{tang} \beta_2 = 1$ e quindi $\beta_2 = 0{,}86$.

Essendo per detto telaio $ak_s = 52{,}6$ $\mu\mu$F; $L_B = 6{,}18$ μH, segue $\lambda = 19{,}7$ m.

L'esperimento ha dato $\lambda = 20{,}5$ con un estremo a terra e $\lambda = 18{,}3$ con gli estremi isolati.

b) Trascurando la k_s: essendo pel detto telaio $a = 1{,}63$ m segue:

estremi isolati	$\lambda = 2.2.1{,}63$	$\delta_1 \cong 6{,}5$ m
un estremo a terra	$\lambda = 4.2.1{,}63$	$\delta_1 \cong 13$ m .

Pel telaio di quattro spire si otterrebbe 74 m anzichè 80.

Risulta così evidente che nella determinazione della frequenza propria di bobine di pochissime spire la k_t influisce meno della k_s, poichè si commette un errore molto meno grave trascurando la k_t anzichè la k_s.

È ad ogni modo chiaro che tenendo conto di entrambe ci si avvicina maggiormente ai valori sperimentali, in quanto risulta teoricamente confermato, e con discreta approssimazione, che lasciando i due estremi liberi o mettendone uno a terra si debbono trovare due differenti onde di risonanza.

In complesso, tenendo conto delle due capacità, le discrepanze constatate non sembrano eccessive e debbonsi ascrivere probabilmente al fatto che i valori di $m = \frac{k_s}{k_t}$ e di $\delta_1 = c\sqrt{lk_t}$ nei quali la k_t è misurata a frequenze relativamente basse, non corrispondono a quelli effettivi per le frequenze prossime alla risonanza.

La discreta concordanza ottenuta tra i valori teorici e quelli sperimentali sembra tuttavia sufficentemente indicare che la teoria qui esposta può ritenersi valida fin verso la più bassa frequenza di risonanza.

Una trattazione più rigorosa sembra per contro necessaria per frequenze più elevate di quella più bassa di risonanza, per le quali è probabile che diventi insostenibile l'ipotesi posta alla base della presente teoria, che considera i fenomeni come dovuti alle caratteristiche k_t ed l, per di più supposte costanti lungo tutto l'avvolgimento.

Tale ipotesi e la teoria qui esposta, che ne discende, possono quindi ritenersi valide per le onde di eccitazione aventi lunghezza maggiore di 6 ÷ 7 volte l'avvolgimento delle bobine, per le bobine corte, e 2 ÷ 3 volte per quelle lunghe, mentre lo studio del loro comportamento, per onde più corte, richiede metodi più rigorosi, quali sarebbero quelli utilizzanti direttamente le equazioni di Maxwell.

Un esempio di tali metodi è quello usato dal Lenz (7) nel suo studio delle onde proprie delle bobine ad uno strato. L'eccessiva complicazione della trattazione e le numerose ipotesi non sempre persuasive in esso introdotte diminuiscono l'utilità di tale interessante studio (8). Esso riguarda inoltre solo le bobine di molte spire e isolate nello spazio. Un'applicazione della formula finale del Lenz alla bobina *e* della tabella I ha dato $\lambda = 15{,}57$ m di fronte ai 18,30 sperimentali e ai 19,16 da noi calcolati.

Un altro esempio di tali metodi è apparso recentemente (9) per un telaio circolare di una sola spira, e da esso emergono le gravi difficoltà matematiche che si riscontrerebbero ad estendere tale modo di trattazione a telai di più spire.

IX. - Bobine con molte spire.

23. - La soluzione fin qui considerata implica una complicazione di calcoli crescente col numero di spire. D'altra parte, a misura che cresce il numero di spire diminuisce l'influenza delle spire estreme, cosicchè

(7) W. Lenz: Berechnung der Eigenschwingungen einlagiger Spule - Ann. der Phys. 1914, XLIII, p. 749.

(8) Le due formule cui giunge il Lenz sono:

a) bobine corte $\left(\frac{d_0}{l_0} > 3\right)$ $\quad \lambda = na\,\frac{\pi}{2}\sqrt{\frac{\varepsilon_i + \varepsilon_a}{2}}\sqrt{2\log 2{,}78\,\frac{d_0}{l_0}}$;

b) bobine lunghe $\left(\frac{d_0}{l_0} \ll 1\right)$ $\quad \lambda = \frac{2\,na}{\sqrt{\log \frac{l_0}{1{,}4\,d_0}}}$;

ε_i ed ε_a sono i fattori dielettrici dei mezzi interno ed esterno alla bobina; nell'aria $\varepsilon_i = \varepsilon_a = 1$.

(9) S. S. Banerjee: Critical dimensions of tuned transmitting circular loop aerials - Phil. Mag., 1939, XXVII, p. 174.

si rende sempre più lecito prescindere da tale influenza. Ciò facendo le equazioni differenziali delle varie spire assumono tutte la forma della spira intermedia delle [3].

L'Istituto Nazionale per le Applicazioni del Calcolo ha così risolto questo caso.

Assumendo come unica variabile la distanza x lungo la bobina a partire dal punto centrale, si può porre $V_{r-1}=V(x-a)$ e $V_{r+1}=V(x+a)$. Sviluppando quindi in serie di Taylor, l'equazione differenziale diventa di ordine infinito ma, ammessa la soluzione $V(x) = A\, e^{Px}$, l'equazione caratteristica diventa finita, benchè trascendente e cioè:

$$P^2 = q + 2p - 2p \cosh Pa, \qquad [51]$$

in cui $q = zy_l$ e $p = zy_s$.

Posto $P\dfrac{a}{2} = u + jw$ ed ammettendo, conformemente a quanto avviene di solito, che sia w molto maggiore di u, si ricava in via approssimata:

$$w^2 = -q\frac{a^2}{4} - 2p\frac{a^2}{4}\operatorname{sen}^2 w = \beta_1^2\,(1 + 4\,m \operatorname{sen}^2 w)\,, \qquad [52]$$

in cui $\beta_1 = \omega\sqrt{lk_l}\,\dfrac{a}{2}$ e $m = \dfrac{k_s}{k_l}$. Per approssimazione si ricava inoltre:

$$u = \frac{w}{2q'}\,(1 + 4\,m \operatorname{sen}^2 w)\,, \qquad [53]$$

essendo q' il fattore di qualità della bobina.

Sostituendo quindi la costante $P\dfrac{a}{2} = u + jw$ alla $P_1\dfrac{a}{2} = a_1 + j\beta_1$ si possono applicare a questo caso tutte le deduzioni tratte pel telaio senza k_s.

Per valori di β_1 inferiori a 0,1, all'incirca si può, con buona approssimazione, ritenere $\operatorname{sen}^2 w = w^2$ e quindi dedurre:

$$w^2 = \frac{\beta_1^2}{1 - 4\,m\,\beta_1^2} \cong \beta_1^2 + 4\,m\,\beta_1^4 - \ldots \qquad [54]$$

Per valori di $\beta > 0{,}1$ conviene risolvere graficamente la equazione $\left(\dfrac{w}{\beta_1}\right)^2 = 1 + 4\,m \operatorname{sen}^2 w$ e dedurre w da β_1.

È interessante notare che già per 4 spire la teoria ora esposta dà un'approssimazione sufficente in qualche caso: ad esempio nella ricerca delle frequenze proprie si trova (sostituendo w a β_1 nelle relazioni del § 18-B pel caso $k_s = 0$) che la condizione di risonanza di tensione è:

$$w = (2K + 1)\frac{\pi}{2n} \text{ pel telaio isolato,}$$

$$w = (2K + 1)\frac{\pi}{4n} \text{ pel telaio con un capo a terra,}$$

e poichè è $\beta_1^2 = \dfrac{w^2}{1 + 4m \operatorname{sen}^2 w} = \left(\dfrac{\pi a}{\lambda}\,\delta_1\right)^2$ ne segue:

$$\lambda = \frac{2an\,\delta_1}{2K+1}\sqrt{1 + 4m \operatorname{sen}^2 \frac{\pi}{2n}(2K+1)} \text{ per il telaio isolato,}$$

$$\lambda = \frac{4an\,\delta_1}{2K+1}\sqrt{1 + 4m \operatorname{sen}^2 \frac{\pi}{4n}(2K+1)} \text{ per il telaio con un capo a terra.}$$

Applicando quest'ultima al telaio quadro di 1 m di lato e di 4 spire, con $m = 2{,}06$ si trova, come prima onda di risonanza ($K = 0$) $\lambda = 73{,}60\ \delta_1 = 85$ m, valore quasi identico a quello trovato con la teoria precedente.

X. - Misura della z'_0 e della β_1.

24. - Per misurare z'_0 e β_1 o δ_1 in corrispondenza di una data frequenza si può procedere come segue.

Nelle misure col reattanziometro la bobina è eccitata da un estremo col reattanziometro stesso, e può essere messa a terra all'altro estremo, in parallelo con una impedenza z_3.

Ora, la reattanza della bobina col centro isolato, vista dall'estremo pure isolato, è data dalla [41] e cioè dalla:

$$z_{ls} = \frac{nz'_0\,\varepsilon_1 \operatorname{senh} P_1 a}{\varepsilon_1\varepsilon_2 \cosh^2 P_1\dfrac{a}{2} + n^2 \operatorname{senh}^2 P_1 \dfrac{a}{2}} = \frac{2nz'_0 \operatorname{tangh} P_1 \dfrac{a}{2}}{\varepsilon_2\left(1 + \dfrac{n^2}{\varepsilon_1\varepsilon_2}\operatorname{tangh}^2 P_1\dfrac{a}{2}\right)}.$$

Questa espressione ha molta analogia con quella:

$$z_{ls} = z'_0 \operatorname{tangh} P_1 na = \frac{2z'_0 \operatorname{tangh} P_1 \dfrac{na}{2}}{1 + \operatorname{tangh}^2 P_1 \dfrac{na}{2}}$$

che abbiamo trovata pel caso in cui si trascuri la k_s e che, cambiando $\dfrac{a}{2}P_1$ in $P\dfrac{a}{2} = u + jw$, vale anche pei telai di molte spire ($> 5 \div 6$).

Nel caso dei telai di poche spire ($< 5 \div 6$) la z_{ls} data dalla [41] si può scrivere:

$$z_{ls} = \psi\, z'_0 \operatorname{tangh} P_1 na\,,$$

in cui:

$$\psi \cong \frac{2\,n\,\tang \beta_1}{\varepsilon_2\left(1 - \dfrac{n^2}{\varepsilon_1\,\varepsilon_2}\tang^2\beta_1\right)\tang 2\,n\beta_1} \cong$$

$$\cong \frac{1}{\varepsilon_2\left[1 + \dfrac{\beta_1{}^2}{3}(n^2 - 1) + \dfrac{32}{15}n^4\beta_1{}^4 + \ldots\right]} .$$

Il fattore correttivo, sempre quando β_1 non superi $\frac{1}{10}$, è quindi pochissimo diverso da 1, e non cambia sensibilmente se varia un poco la frequenza.

Si può scrivere quindi:

$$\text{per } n < 5 \div 6 \quad z_{ls} = \psi\, z'_0 \tangh P_1\, na \cong \psi j z'_0 \tang 2\, n\, \beta_1 ,$$

$$\text{per } n \geqslant 5 \div 6 \quad z_{ls} = z_0 \tangh P\, na \cong j z_0 \tang 2\, nw ,$$

in cui:

$$z'_0 = \frac{z}{P_1} = \sqrt{\frac{z + j\omega l}{g_t + j\omega k_t}} \cong \sqrt{\frac{l}{k_t}} ,$$

$$z_0 = \frac{z}{P} \cong \frac{j\omega l}{jw} \cong \sqrt{\frac{l}{k_t}}\,(1 - 2\, m\, \beta_1{}^2) .$$

D'altra parte, se si costituisce la z_3 con un semplice condensatore variabile ad aria C_3 sarà $z_3 = \frac{1}{j\omega C_3}$, e se la reattanza del complesso della bobina e della z_3 in parallelo, cioè quella misurata al reattanziometro, si indica con z_R, sarà, pei telai di poche spire:

$$\frac{1}{z_R} = \frac{1}{z_3} + \frac{1}{z_{ls}} = j\omega C_3 + \frac{1}{j\psi z'_0 \tang 2n\,\beta_1} .$$

Ciò posto, stabilita la frequenza f_0 di lavoro, si varii la C_3 fino ad ottenere il valore C_{30} che annulla l'ammittanza $\frac{1}{z_R}$ (cioè che dà $z_R \cong \infty$).

Sarà $\omega_0\, C_{30} = \frac{1}{\psi z'_0 \tang 2n\,\beta_1} = \frac{1}{\omega_0\, L_0}$, in cui L_0 vale semplicemente $L_0 = \frac{1}{\omega_0{}^2\, C_{30}}$.

Si misurino ora successivamente le due reattanze z'_R e z''_R ottenute lasciando la capacità C_3 in parallelo al valore C_{30}, e facendo la frequenza

rispettivamente $\sqrt{2}\, f_0$ ed $\frac{f_0}{\sqrt{2}}$. La z'_R sarà pertanto capacitativa mentre la z''_R sarà induttiva. Indicando con C ed L le costanti corrispondenti, sarà:

$$\frac{1}{z'_R} = j\omega_0 \sqrt{2}\, C = j\omega_0 \sqrt{2}\, C_{30} + \frac{1}{j\psi' z'_0 \operatorname{tang} 2n\, \beta_1 \sqrt{2}}$$

$$\frac{1}{z''_R} = \frac{\sqrt{2}}{j\omega_0 L} = j\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} C_{30} + \frac{1}{j\psi'' z'_0 \operatorname{tang} \frac{2n\, \beta_1}{\sqrt{2}}}.$$

Ne segue:

$$\frac{\psi''}{\psi'} \cdot \frac{\operatorname{tang} \frac{2n\, \beta_1}{\sqrt{2}}}{\operatorname{tang}^2 \frac{2n\, \beta_1}{\sqrt{2}}} = \frac{\omega_0 \sqrt{2}\,(C_{30} - C)}{\frac{\sqrt{2}}{\omega_0 L} + \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} C_{30}},$$

e quindi:

$$\frac{\operatorname{tang}^2 \frac{2n\, \beta_1}{\sqrt{2}}}{2} = \frac{\psi'}{\psi''} \cdot \frac{2\omega_0^2 L\,(C_{30} - C)}{2 + \omega_0^2 L C_{30}},$$

dalla quale ricavasi:

$$\operatorname{tang}^2 \sqrt{2}\, n\, \beta_1 = 1 - \frac{\psi'}{\psi''} \cdot \frac{4\left(1 - \frac{C}{C_{30}}\right)}{2\frac{L_0}{L} + 1}.$$

Nei casi in cui $\psi' \cong \psi''$, perchè β_1 è sufficentemente piccolo, ne segue:

$$\operatorname{tang}^2 \sqrt{2}\, n\, \beta_1 \cong \frac{2\frac{L_0}{L} + 4\frac{C}{C_{30}} - 3}{1 + 2\frac{L_0}{L}},$$

e ciò per $n < 5 \div 6$; per $n > 5 \div 6$ si ha senz'altro:

$$\operatorname{tang}^2 \sqrt{2}\, n w = \frac{2\frac{L_0}{L} + 4\frac{C}{C_{30}} - 3}{1 + 2\frac{L_0}{L}}.$$

Ottenuto β_1, oppure w, ne segue poi la z'_0, o la z_0, dalla:

$$z'_0 = \frac{1}{\psi\omega_0 C_{30} \operatorname{tang} 2n\, \beta_1} \quad \text{oppure dalla} \quad z_0 = \frac{1}{\omega_0 C_{30} \operatorname{tang} 2nw}.$$

Sperimentalmente è risultato che il metodo esige misure molto accurate delle grandezze in gioco, ma può dare buone conferme dei valori della β_1 e della z'_0 dedotti dalle misure dirette delle C_t e L_B.

25. - I valori della β_1 e delle z'_0 possono ricavarsi direttamente dalle misure della capacità C_t e della L_B, le quali debbono per quanto possibile eseguirsi nelle condizioni di impiego della bobina (frequenza di lavoro e disposizione di lavoro). La misura della L_B non richiede cautele speciali mentre quella della C_t è assai più delicata: essa si può eseguire deducendola dalla reattanza della bobina eccitata come un'antenna, in uno dei modi indicati al paragrafo 20 e ricavando la C_t dalle relative formule.

Così se la bobina deve essere impiegata con il centro e gli estremi non a terra, la misura si farà riunendo i due capi ed applicando la [49]; se la bobina dovrà lavorare con un capo a terra si farà la misura lasciando un estremo libero e si applicherà la [50]. Se dovrà lavorare con il centro a terra si potrà utilizzare la misura fatta con i due capi uniti.

26. - Quando non si abbia comodità di misurare le due grandezze L_B e C_t, si possono, con approssimazione di solito soddisfacente, impiegare le formule usuali pel calcolo della induttanza delle bobine. Per quanto riguarda invece la capacità non risulta che esistano formule adatte. Le molte misure e deduzioni dell'Esau (10) per quanto siano attribuite alla capacità propria delle bobine, riguardano invece la capacità residua delle medesime, come risulta nettamente dal metodo impiegato per la sua misura. Inoltre è importante osservare che la capacità propria di una bobina non schermata dipende molto sensibilmente dalla distanza della stessa dai corpi conduttori vicini, in essi compresi le persone che operano e gli apparati di misura, specialmente se quest'ultimi sono schermati e messi a terra.

Un'idea delle variazioni che può subire la capacità di una bobina si ricava dalle formule date da Maxwell (11) pei coefficenti di capacità e di induzione di una sfera in vicinanza di un'altra sfera.

Se a è il raggio della sfera in esame, b quello della sfera perturbatrice messa a terra, ed $a + b + d$ la distanza dei due centri (d essendo l'intervallo tra le sfere) si ha:

$$q_{aa} = a + \frac{a^2 b}{(a+d)(a+d+2b)} + \frac{a^3 b^2}{[(a+d)(2a+d)+b(3a+2d)] \cdot [(a+d)d+b(a+2d)]} + \ldots$$

(10) A. Esau: Die Braunsche Rahmenantenne - Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, 1920, XVI, p. 162.

(11) J. C. Maxwell: Traité d'électricité et magnétisme - Gauthier-Villars, Paris, 1885, I, p. 326.

$$q_{ab} = -\frac{ab}{a+b+d} - \frac{a^2 b^2}{(a+b+d)\,[d\,(d+2a)+2b\,(a+d)]} - \ldots$$

La carica Q_a della sfera a, se V_a è il suo potenziale, è data dalla $Q_a = (q_{aa} V_a + q_{ab} V_b)\, 4\,\pi\varepsilon_0$, e la capacità dalla:

$$C_a = \frac{Q_a}{V_a} = \left(q_{aa} + q_{ab}\frac{V_b}{V_a}\right) 4\,\pi\varepsilon_0\,.$$

La capacità della sfera a dipende dunque dalle dimensioni della sfera b, dal potenziale di questa e dalla distanza d. Essendo q_{ab} negativo, la capacità di a aumenta o diminuisce secondochè il potenziale V_b è di segno contrario oppure dello stesso segno di V_a. Se la sfera b è mantenuta a terra ($V_b = 0$) la capacità di a si riduce a $q_{aa}\, 4\,\pi\varepsilon_0$.

Un valore approssimato della capacità di una bobina non eccessivamente lunga nè eccessivamente corta, in vicinanza di un oggetto metallico di dimensioni pseudo cubiche, si può avere assimilando questi due oggetti a due sfere di raggio $a = \sqrt{\frac{s}{4\pi}}$ e $b = \sqrt{\frac{S}{4\pi}}$, essendo s e S le superfici totali della bobina e dell'oggetto perturbatore, prendendo per d un valore medio dell'intervallo tra di esse ed applicando le relazioni ricordate.

La formula più usata e attendibile pel calcolo rapido dell'induttanza delle bobine cilindriche circolari ad uno strato è quella ben nota di Nagaoka, mentre per la capacità non risulta che esistano formule utilizzabili. Un valore relativamente approssimato si può ottenere assimilando la bobina ad un elissoide di rivoluzione avente in comune l'asse e tenendo poi conto della maggiore superfice della bobina. Una discreta approssimazione si ottiene, per bobine non troppo lunghe nè troppo corte, facendo $C_t \cong 4\pi\varepsilon_0 \sqrt{\frac{3}{4}\, d_0 l_0}$; per le bobine molto corte si può ritenere $C_t \cong 4\varepsilon_0 d_0$ e per quelle molto lunghe $C_t = 2\pi\varepsilon_0 \dfrac{l_0}{\log \dfrac{2\,l_0}{d_0}}$.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

R. H. Bolt — **Modi normali di riverberazione nell'acustica architettonica: teoria della distribuzione angolare.** (J. A. S. A., luglio 1939, IX, 1 (I), pag. 74-79, con 4 fig.).

La teoria della distribuzione angolare dei modi normali di vibrazione è interessante, nell'acustica architettonica, particolarmente alla luce delle recenti ricerche su tale argomento.

Dal punto di vista analitico, l'acustica di un ambiente si può trattare con la teoria geometrica e con la teoria delle onde.

La teoria geometrica è quella che porta alle ben note espressioni della riverberazione ed utilizza leggi di carattere statistico: alla luce delle esperienze eseguite da circa dieci anni si è dimostrata troppo poco aderente alla realtà dei fenomeni, specialmente se la frequenza è bassa e se la camera cui la si applica è di piccole dimensioni, con una distribuzione poco uniforme di materiali assorbenti sulle pareti.

Mediante la teoria delle onde, ancora incompleta, è invece possibile ricavare formule più aderenti alla natura dei fenomeni acustici che si manifestano in un ambiente chiuso.

È ben noto che, per onde piane, progressive, il coefficiente di assorbimento α è funzione dell'angolo di incidenza θ che la direzione di propagazione forma con la superficie del materiale in esame:

$$[1] \qquad \alpha = 1 - \left(\frac{Z_0 \cos\theta - \varrho_0 c}{Z_0 \cos\theta + \varrho_0 c} \right)^2;$$

qui Z_0 è l'impedenza acustica per incidenza normale e $\varrho_0 c$ è l'impedenza acustica dell'aria.

Per passare al valore $\overline{\alpha}$ come viene definito nella teoria geometrica, è necessario trovare una espressione di $\overline{Z}$ da sostituire al $Z_0 \cos\theta$ della [1]. A tale scopo è necessario conoscere la distribuzione angolare dei modi normali di vibrazione dell'ambiente per ogni frequenza.

Una legge asintotica è stata enunciata da Hunt e si compendia nella equazione:

[2] $$dN_\theta = \frac{4\pi V}{3c^3} f^3 \operatorname{sen}\theta\, d\theta$$

dove dN_θ rappresenta il numero dei modi normali di vibrazione compresi in un angolo $\theta \div \theta + d\theta$, f è la frequenza, V il volume della camera, c la velocità di propagazione del suono. Il Maa ha dato una espressione modificata da alcuni termini correttivi:

[3] $$\frac{dN_\theta}{d\theta} = \frac{4\pi V}{3c^3} f^3 \operatorname{sen}\theta + \frac{S' f^2}{c^2} - \frac{1}{8}\operatorname{sen}\theta - \frac{1}{2\pi},$$

in cui $S' = L_x L_y + L_x L_z$ (L_x, L_y, L_z sono le dimensioni dell'ambiente), e gli altri simboli hanno il medesimo significato che nella [2]. Anche questa equazione però non tiene conto delle discontinuità che si hanno per $\theta = 0^\circ$ e $\theta = 90^\circ$.

L'espressione data dall'autore tiene conto di queste discontinuità:

[4] $$N_\theta = \left[\frac{2L_x f}{c}\right]_{0^\circ} + \int_{\theta_1}^{\theta_2}\left[\frac{4\pi V}{3c^3} f^3 \operatorname{sen}\theta + \frac{L_x(L_y + L_z)}{c^2} f^2\right] d\theta + \left[\frac{\pi L_y L_z}{c^2} f^2 + \frac{L_y + L_z}{c} f\right]_{90^\circ},$$

in cui i simboli hanno i medesimi significati e:

$$\theta_1 = \operatorname{arc\,sen}\frac{c}{(L_y + L_z) f}, \qquad \theta_2 = \operatorname{arc\,cos}\frac{c}{3 L_x f}.$$

A scopo di verifica viene calcolata la distribuzione angolare dei modi di vibrazione di una camera cubica di 30 cm di lato, con le tre formule [2], [3] e [4], e con le formule esatte per il parallelepipedo:

$$f = \frac{c}{2}\left[\left(\frac{n_x}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{n_y}{L_y}\right)^2 + \left(\frac{n_z}{L_z}\right)^2\right]^{1/2}$$

$$\theta = \operatorname{arc\,cos}\frac{f_x}{f} \qquad f_x = \frac{n_x c}{2 L_x}$$

$$n_x, \quad n_y, \quad n_z = 0, 1, 2, 3, \ldots$$

ponendo in evidenza la maggiore aderenza dei risultati ottenuti con la formula [4], specialmente per gli angoli prossimi a 90°.

Si passa quindi a ricavare una espressione di $\overline{Z}$ da sostituire a $Z_0 \cos\theta$ nella [1]. Alcune verifiche sperimentali verranno presentate in un'ulteriore pubblicazione. *M. N.*

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

K. G. JANSKY — **Indagine sperimentale sulle caratteristiche di alcuni tipi di disturbo.** (Proc. I. R. E., dicembre 1939, XXVII, 12, pag. 763-768, con 6 fig.).

Si riportano e si commentano i risultati di prove, eseguite a più riprese per diversi anni nella sezione radio dei « Bell Telephone Laboratories », per studiare l'effetto della larghezza di banda sui valori efficace, medio e massimo delle tensioni dovute a differenti tipi di disturbo.

L'apparecchiatura usata allo scopo comprende: un ricevitore a onde corte, accordabile tra 10 e 18 MHz; un convertitore di frequenza che permette di ottenere una frequenza intermedia di 2 MHz; quattro filtri a frequenza intermedia con diversa larghezza di banda (rispettivamente 276 Hz, 1,2 kHz, 28 kHz, 122 kHz); un attenuatore calibrato e un amplificatore a frequenza intermedia; due rivelatori, di cui uno lineare e l'altro quadratico; un galvanometro balistico e un oscillografo a raggi catodici. Il galvanometro balistico dà un'indicazione proporzionale al valore efficace ovvero al valore medio della tensione, a seconda che è collegato al rivelatore quadratico ovvero a quello lineare; l'oscillografo derivato sul rivelatore lineare consente di misurare il valore massimo.

Furono studiati cinque tipi di disturbo ottenuti dalle seguenti sorgenti: 1 - agitazione termica degli elettroni nel circuito di ingresso del ricevitore; 2 - perturbazioni atmosferiche; 3 - ronzatore a 1000 Hz; 4 - impulso di tensione molto acuto, ottenuto scaricando due volte al secondo un condensatore, attraverso un'induttanza; 5 - sistema di accensione di un'automobile posta a pochi metri dall'antenna.

L'indagine sperimentale ha condotto a interessanti conclusioni.

Chiamando B la larghezza della banda ed E la tensione, si può porre:

$$E = kB^n,$$

dove n assume valori diversi secondo il tipo di disturbo e secondochè con E si intenda indicare il valore massimo, o efficace, o medio.

Si è trovata una notevole analogia fra le tensioni prodotte da agitazione termica e quelle dovute a disturbi atmosferici. Ambedue i tipi di tensione consistono di un grande numero di impulsi che si sovrappongono ampiamente e che dànno luogo ad uno spettro praticamente continuo; per essi i valori massimo, efficace e medio risultano tutti proporzionali alla radice quadrata della larghezza della banda ($n = 0{,}5$). Invece per impulsi molto acuti, nettamente separati (come quelli prodotti dalle tre ultime sorgenti elencate), il valore efficace risulta ancora proporzionale alla radice quadrata della larghezza di banda, mentre il valore massimo è proporzionale alla larghezza di banda e il valore medio ne è indipendente: questi ultimi risultati sono tutti una notevole conferma sperimentale della teoria.

Per tipi intermedi di impulsi l'effetto della larghezza di banda dipende dal grado di sovrapposizione degli impulsi stessi.

È interessante il fatto che, per i disturbi dovuti all'agitazione termica, i valori di tensione sono praticamente indipendenti dalla durata del periodo di osservazione (per le larghezze di banda normalmente usate), cosicchè esistono rapporti determinati tra i valori massimo, efficace e medio. Per il rapporto V_{max}/V_{eff} è dato il valore 4 (1); inoltre risulterebbe $V_{med}/V_{eff} = 0{,}85$. Conviene tener presente che, se si usa un rivelatore lineare (tarato in valori efficaci di un'onda persistente, per la quale è $V_{med}/V_{eff} = 0{,}9$) per misurare la tensione efficace di un tale tipo di disturbo, le letture devono essere aumentate nel rapporto $0{,}9/0{,}85 = 1{,}06$ per ottenere il vero valore efficace, ossia si deve aggiungere ad esse 1/2 dB. *F. C.*

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

A. Rose — **Ottica elettronica di campi elettrici e magnetici cilindrici.** (Proc. I. R. E., gennaio 1940, XXVIII, 1, pag. 30-40, con 14 fig.).

L'insieme di un campo elettrico e di un campo magnetico, le cui linee di flusso siano circonferenze coassiali, è atto a concentrare, in un piano passante per l'asse, gli elettroni emessi dai punti di un altro piano, pure passante per l'asse. Il piano da cui partono gli elettroni può essere costituito da una lastra metallica ricoperta di materiale fotoemittente (catodo), mentre il piano che raccoglie gli elettroni può essere un anodo

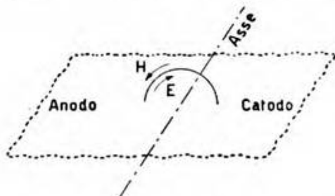


Fig. 1. — Schema del sistema ottico-elettronico utilizzante campi cilindrici.

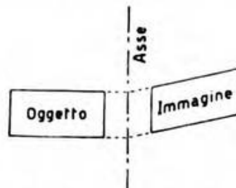


Fig. 2. — Rappresentazione schematica della distorsione angolare dell'immagine.

ricoperto da materiale fluorescente. In tal caso, un'immagine, proiettata sul catodo, risulta riprodotta sull'anodo. La figura 1 indica chiaramente la disposizione dei campi, nell'ipotesi, attuata sperimentalmente, che l'anodo e il catodo siano le due regioni in cui l'asse divide un unico piano.

La teoria matematica del moto degli elettroni dimostra che, almeno in prima approssimazione, gli elettroni emessi da un punto del catodo convergono in uno stesso punto dell'anodo. Tale teoria viene sviluppata per i due casi limiti di elettroni emessi con piccola e con grande velocità

(1) È da osservare che V. D. Landon ha precedentemente ottenuto il valore 3,4 ed un suo collaboratore 4,47. (A. F., 1937, VI, p. 314).

iniziale, muoventisi nel solo campo magnetico. In entrambi i casi le traiettorie, che divergono da uno stesso punto del catodo, avvolgendosi ad elica intorno alle linee di flusso del campo magnetico, convergono in numerosi punti (fuochi) prima di raccogliersi definitivamente in uno stesso punto dell'anodo. Il numero dei fuochi compresi fra i due elettrodi dipende dal rapporto tra l'intensità della forza elettrica e il quadrato dell'intensità della forza magnetica nel primo caso, mentre dipende dal rapporto tra le intensità dei due campi nel secondo caso.

L'immagine ottenuta sull'anodo è affetta da numerose aberrazioni. La più importante è caratterizzata dal fatto che, alle rette dell'oggetto perpendicolari all'asse del sistema, corrispondono nell'immagine rette inclinate rispetto all'asse di un angolo determinato (fig. 2). Tale angolo è inversamente proporzionale al numero dei fuochi.

In ordine d'importanza segue l'aberrazione cromatica, originata dalla dispersione delle velocità di emissione degli elettroni: essa fa sì che a un punto di emissione venga a corrispondere sull'anodo un'area circolare. Il diametro di quest'area è indipendente dal numero dei fuochi, se questo è inferiore a cinque o dieci nel primo caso limite, o se è inferiore a 25 o 50 nel secondo caso; se il numero di fuochi è superiore, detto diametro varia in ragione inversa dell'intensità del campo magnetico. In fine, e limitatamente al secondo caso, si verifica un astigmatismo cromatico, per cui l'immagine di un punto viene ulteriormente diffusa.

Se i campi non sono rigorosamente cilindrici, si producono deformazioni, in particolare un effetto di curvatura delle immagini.

La teoria è stata verificata, sia rendendo visibili le traiettorie in un tubo sperimentale, in cui sono state introdotte tracce di argon, sia riproducendo intere figure. La possibilità di costruzione di un tubo in cui il catodo e la placca siano complanari consentirebbe di usare catodi opachi e di osservare l'immagine dalla stessa parte dalla quale lo schermo è colpito dagli elettroni, con evidente miglioramento del rendimento.

R. S.

MISURE.

E. HOELZLER e W. LENTH — **Un procedimento semplice per la misura diretta del tempo di transito di gruppo di sistemi di trasmissione.** (E. N. T., novembre-dicembre 1939, XVI, 11-12, pag. 275-278, con 6 fig.).

Se un sistema di trasmissione è percorso da una corrente alternativa di frequenza f, modulata in ampiezza con una frequenza Δf molto piccola rispetto a f, l'inviluppo della frequenza modulata subisce uno spostamento di fase $\Delta \alpha$, legato al tempo di transito di gruppo, corrispondente ad f, dalla relazione:

$$t_0 = \frac{\Delta \alpha}{2 \pi \Delta f} .$$

Sulla determinazione di $\Delta\alpha$ sono fondati alcuni noti metodi di zero per la misura di t_0. Il procedimento che viene descritto consente di attuare un apparato a lettura diretta.

La frequenza f (fig. 1) viene modulata in M_1 con la frequenza $\Delta f = 30$ Hz; la portante è soppressa, cosicchè all'uscita di M_1 sono

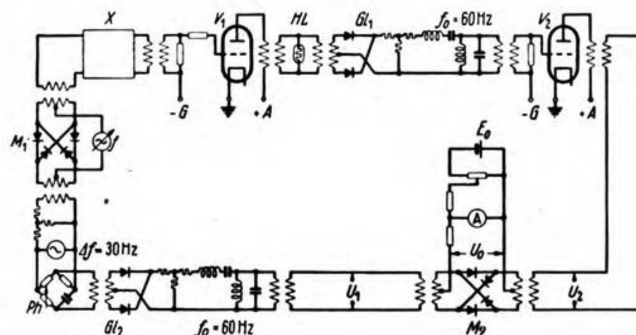


Fig. 1. — Circuito del misuratore a lettura diretta di tempo di transito.

presenti soltanto le frequenze laterali $f + \Delta f$ e $f - \Delta f$, le quali attraversano il sistema di trasmissione X ed un amplificatore V_1 che ne compensa l'attenuazione. Dopo regolata la tensione ad un valore costante per mezzo del regolatore a filo caldo HL, in Gl_1 si ottiene, per raddrizzamento, il battimento $2\,\Delta f = 60$ Hz; questo, amplificato in V_2, viene applicato (U_2) al modulatore a ponte di Walter (1) M_2, al quale, d'altra parte, è pure applicata la tensione U_1, anch'essa di frequenza 60 Hz, ottenuta per duplicazione in Gl_2 della frequenza modulante originaria. Il ponte raddrizzatore fornisce una tensione continua:

$$U_0 = k\,U_1 \cos 2\,\Delta\alpha\,,$$

indipendente da U_2, purchè quest'ultima sia grande rispetto ad U_1. U_0 costituisce quindi una misura di $\Delta\alpha$ e, giacchè Δf è costante, anche di t_0.

Allo strumento misuratore viene applicata una controtensione $E_0 = -k\,U_1$ per compensare la corrente che lo percorre quando è $t_0 = 0$; la deviazione dello strumento risulta, in definitiva:

$$A = k\,U_1\,(1 - \cos 2\,\Delta\alpha) = A_{\max}\,\mathrm{sen}^2\,\Delta\alpha = A_{\max}\,\mathrm{sen}^2\,(\Delta\omega \cdot t_0).$$

E. Cr.

(1) A. F., 1933, II, p. 575.

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE E RADIOGONIOMETRIA.

W. L. BARROW, L. J. CHU e J. J. JANSEN — **Trombe elettromagnetiche biconiche.** (Proc. I. R. E., dicembre 1939, XXVII, 12, pag. 769-779, con 21 fig.).

Le trombe elettromagnetiche biconiche sono elementi irradianti particolarmente adatti per generare una distribuzione uniforme di campo in un piano. Esse quindi sembrano in special modo utili per l'applicazione ai servizi di radiodiffusione funzionanti con frequenze altissime.

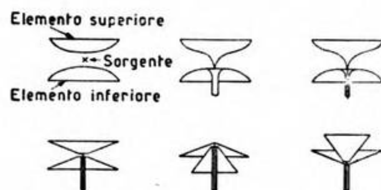


Fig. 1. — Vari tipi di trombe elettromagnetiche biconiche.

Nella figura 1 sono riportati i disegni schematici di vari tipi di tali trombe, mentre la figura 2 riproduce la fotografia di un sistema speri-



Fig. 2. — Tromba elettromagnetica biconica.

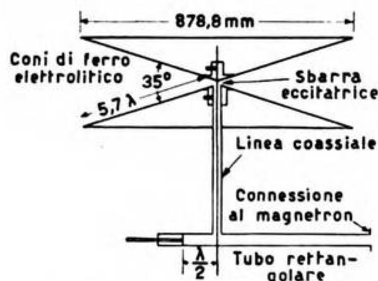


Fig. 3. — Schema costruttivo della tromba elettromagnetica biconica usata nelle esperienze: lunghezza della sbarra eccitatrice 1 cm, diametro esterno della linea coassiale 25,4 mm, sezione del tubo rettangolare $34,9 \times 47,6$ mm².

mentale. Una tromba biconica comprende due superficie di rivoluzione metalliche, ravvicinate tra loro al centro e allargantisi verso i bordi, ciascuna delle quali richiama la forma di una tromba. Al centro è disposto un elemento capace di generare o ricevere onde elettromagnetiche. Maggiori particolari vengono forniti dalla figura 3.

Gli autori hanno svolto la teoria di questi sistemi irradianti e ne hanno studiate sperimentalmente le proprietà, non trascurando di esa-

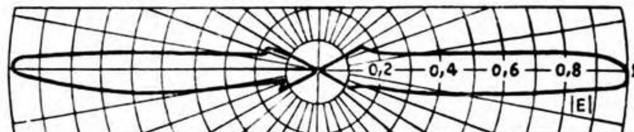


Fig. 4. — Diagramma di irradiazione nel piano verticale.

minare le perturbazioni prodotte dai montanti che sostengono le trombe. Particolare interesse offre il diagramma di direttività nel piano verticale, riportato in figura 4. Il guadagno di potenza, definito come rapporto tra la potenza irradiata da un dipolo hertziano e quella irradiata da una

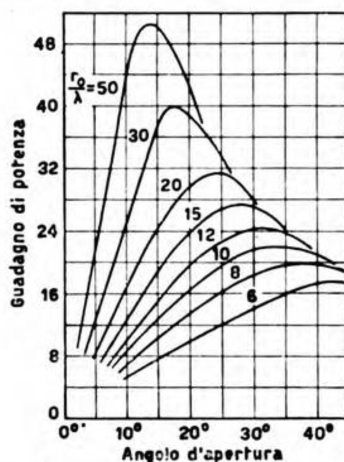


Fig. 5. — Curve del guadagno di potenza per diversi valori di r_0/λ, rapporto della lunghezza radiale del cono alla lunghezza d'onda.

tromba biconica, per produrre ad una data distanza la stessa intensità di campo, è esemplificato nella figura 5. *R. S.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

P. NUCCI. — *Linee e cavi per comunicazioni elettriche.* — R. I. T. I. « C. Grella », Roma, 1939. — Un volume di 96 pagine, con 36 figure. — Prezzo L. 12.

Sono raccolte, in questo nitido volumetto, le lezioni del corso di Telegrafia e Telefonia per gli allievi dell'ultimo anno della specializzazione per radioelettricisti dell'Istituto Tecnico Industriale Carlo Grella di Roma.

Gli argomenti trattati vengono ristretti praticamente alla teoria delle linee omogenee, svolta in maniera piuttosto elementare ma non rifuggendo da un'impostazione sufficentemente rigorosa e dall'uso di algoritmi matematici (quali le funzioni iperboliche e le equazioni differenziali) che non sono normalmente nei programmi degli istituti tecnici industriali, ma che permettono una trattazione più completa o più spedita dei problemi.

In una prima parte viene trattata la teoria delle linee, quale è richiesta per lo studio semplificato della trasmissione telegrafica (caso dell'induttanza e della conduttanza nulle); la seconda parte, più ampia, studia la linea elettrica in generale, con particolare riferimento alla linea telefonica e con un accenno pure alla teoria delle antenne e delle linee per alte ed altissime frequenze. Lo svolgimento dei vari capitoli segue le vie normalmente battute, riportando anche di conseguenza qualcuna delle inesattezze più diffuse, come quella che fonda la teoria dell'adattamento (uguaglianza) delle impedenze sulla considerazione del massimo trasferimento di potenza.

Ma in tutta l'esposizione si nota una simpatica tendenza a presentare le cose con ordine e con chiarezza. Una caratteristica del libro è poi quella di offrire frequenti richiami alle applicazioni pratiche e ai valori numerici delle grandezze in gioco. Non passa pagina che non contenga tali riferimenti, assai spesso con note in calce, le quali risultano pertanto molto numerose; anche se si rivela in essi qualche menda (come, ad esempio, nei valori numerici della scala dei rumori, o in alcuni esempi relativi all'uso dei neper e dei decibel), i richiami stessi sono in genere assai efficaci.

La nostra letteratura non è ricca di trattati sull'argomento, e sia benvenuto questo volumetto che rappresenta già un buon contributo. Vi è da augurare che esso costituisca lo spunto per un'opera di più vasto respiro.

A. Fe.

***

F. Vilbig. — *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik.* Zweite Auflage. — Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1939. — Due volumi di XXVIII-1019 e IV-172 pagine, con 801 figure, legati. — Prezzo R.M. 43,70.

La seconda edizione di questo libro, considerevolmente ampliata e migliorata rispetto alla prima del 1937 (1), ne conserva le caratteristiche come opera che sta a mezzo tra un trattato enciclopedico e un manuale, riguardante tutto il campo, estremamente vasto, delle comunicazioni elettriche con alte frequenze.

Essa è compilata con molta cura, omogenea, ben proporzionata in ogni sua parte, e riesce comoda per rapide consultazioni. In verità il suo carattere non apparisce a prima vista completamente precisato secondo gli schemi usuali: data infatti la vastità della materia, le trattazioni teoriche, che sono nell'opera frequenti, non possono tutte avere il completo sviluppo che sarebbe necessario per una perfetta comprensione da parte di chi desideri impadronirsi dell'argomento; d'altronde non vi è quell'abbondanza di dati pratici e di valori numerici, quale si converrebbe ad un manuale e potrebbe essere preferita da un tecnico che non abbia il tempo di soffermarsi sugli sviluppi teorici delle questioni, ma cerchi elementi di immediata e facile utilizzazione. Certamente, d'altro canto, il libro può essere molto utile a chi voglia formarsi una conoscenza generica, ma abbastanza precisa, su una qualsiasi questione nel campo delle alte frequenze; la ricca bibliografia, pubblicata in volume a parte, manca di citazioni di contributi italiani.

Dei notevoli ampliamenti e miglioramenti recati all'opera nella sua seconda edizione, sono da segnalare la parte sui cavi per larga banda di frequenze, le notizie sui cavi tubolari per altissime frequenze, quelle sui sistemi di modulazione ad alto rendimento per i radiotrasmettitori; del tutto nuova è l'ultima parte del libro, sull'acustica; il capitolo della televisione è stato pure aggiornato con l'esposizione dei più recenti progressi. *M. B.*

***

M. Langer. — *Studien über Aufgaben der Fernsprechtechnik.* Zweiter Teil: *Fernverkehr.* Zweite Auflage. — R. Oldenbourg, München u. Berlin, 1939. — Un volume di 207 pagine, con 127 figure, legato. — Prezzo R.M. 7,50.

Il successo conseguito dal volume dello stesso titolo, pubblicato nel 1936 (2), ha indotto l'autore a procedere, a poco più di tre anni di distanza, ad una seconda edizione che costituisse anche una rielaborazione dell'opera.

(1) A. F., 1937, VI, p. 332.
(2) A. F., 1936, V, p. 452.

Poichè ciò comportava, con i progressi frattanto rapidamente sviluppatisi nella tecnica telefonica, anche una notevole mole di aggiunte, si è ritenuto opportuno svolgere in due volumi distinti quelle che già nella prima edizione costituivano due parti nettamente separate della trattazione: telefonia locale e telefonia a lunga distanza, ovvero telefonia urbana e telefonia interurbana.

Nella precedente edizione la seconda di queste parti, cioè quella dedicata alla telefonia interurbana, era piuttosto ridotta, rispetto alla estensione data all'altra. Era dunque la parte che più richiedeva ampliamenti e completamenti, in considerazione anche del fatto che, proprio nel campo della telefonia a lunga distanza, studi ed applicazioni tecniche si sono sempre più moltiplicati negli ultimi anni. Perciò questo volume, dedicato alla sola seconda parte, è quello che opportunamente vede la luce per primo.

Rispetto alla prima edizione si può notare in generale, oltre all'aumento di mole, una fusione più organica nell'esposizione della materia; per modo che è meno risentita l'origine frammentaria dei vari capitoli, derivanti da altrettanti studi monografici dell'autore, comparsi in diverse epoche nella letteratura specializzata. Il volume non cessa tuttavia di avere il carattere di una raccolta di studi particolari, senza la pretesa di un esame completo e sistematico dei vari argomenti.

Così, ad esempio, nel primo capitolo, che si intitola alla rete telefonica a lunga distanza, e che pure occupa un terzo abbondante del volume, invano si cercherebbero notizie approfondite circa le tendenze più recenti nella costituzione di reti interurbane (cavi per alte ed altissime frequenze vettrici) e circa i molti problemi teorici e pratici, che sono connessi con tale argomento. Il secondo capitolo tratta un tema in cui l'autore è specializzato e che costituisce praticamente il nòcciolo di tutta l'opera: e cioè la tecnica della selezione automatica applicata alla telefonia a lunga distanza. Gli altri brevi capitoli si riferiscono alle tariffe, alle centrali, ai problemi della selezione e della chiamata interurbana, alla pratica costruttiva e ad altre particolarità.

Vien confermata nettamente la tendenza dell'autore ad esaminare i vari temi più dal punto di vista dell'esercizio e dell'amministrazione che non dal punto di vista prettamente tecnico. Il libro verrà quindi esaminato con interesse soprattutto da coloro che, già esperti dei problemi tecnici e di esercizio della telefonia interurbana, amino conoscere come uno specialista della fama del Langer prospetti alcuni di quei problemi particolari che essi stessi hanno dovuto affrontare, o almeno porsi, in previsione dei continui sviluppi degli impianti e del traffico.

Il contenuto della prima edizione è stato quasi per intero trasportato in questa seconda edizione; ciò ha l'effetto di far apparire alcune parti come un po' sorpassate: così, ad esempio, la rete telefonica europea viene mostrata in una carta che corrisponde allo stato di fatto del 1933.

La presentazione tipografica è la stessa, ottima, dell'edizione precedente. *A. Fe.*

***

M. J. O. Strutt. — *Moderne Kurzwellen-Empfangstechnik.* — J. Springer, Berlin, 1939. — Un volume di VI-245 pagine, con 176 figure. — Prezzo R.M. 18,60.

L'utilità che un libro di questo genere può presentare apparisce evidente se si considera la crescente diffusione che le applicazioni delle onde cortissime hanno avuto in questi ultimi anni; basti ricordare fra esse: la radiovisione, le segnalazioni marittime ed aeronautiche, le comunicazioni per scopi militari.

L'autore, già noto per altre recenti opere, fra cui una sui tubi elettronici (1), e per i numerosi lavori nel campo delle onde corte, svolti presso i laboratori della Philips, ha voluto presentare, in forma accessibile ad una vasta cerchia di lettori, un quadro dello sviluppo e delle possibilità attuali della tecnica delle onde cortissime.

Il libro è raccomandabile a quanti, per studio o per le applicazioni, si occupino di tale tecnica; e ciò, non soltanto per l'autorità dell'autore, ma soprattutto perchè racchiude in piccola mole e fornisce con chiara esposizione i dati essenziali, teorici e pratici, circa la ricezione di oscillazioni elettromagnetiche, nel campo di lunghezze d'onda che va da 50 m a 20 cm.

Il testo può essere letto anche da chi non possiede cognizioni elevate di matematica e di elettrotecnica; ciò nonostante, i concetti ed i problemi sono impostati con precisione ed è accennata quasi sempre la strada da seguire per giungere ai risultati teorici riportati. Questi sono messi in una forma adatta all'utilizzazione diretta; esempi numerici e grafici, di cui vi è gran copia, mostrano caso per caso l'importanza pratica e l'ordine di grandezza dei fatti considerati; il confronto con i risultati sperimentali convince inoltre dell'attendibilità delle premesse teoriche. La lettura del libro riesce così, oltre che istruttiva, anche interessante.

L'opera si inizia con l'argomento delle antenne per ricezione, semplici, multiple, a riflettore, e delle loro caratteristiche direttive. Il secondo capitolo studia le linee di trasmissione bifilari e coassiali che, in tale gamma di lunghezze d'onda, hanno notevole importanza, sia per il collegamento fra antenna e ricevitore, sia per l'allestimento di particolari circuiti, utili per la risonanza, per la trasformazione di impedenze o per altri scopi. Il terzo, dedicato alle misure con frequenze molto alte, mostra quali speciali accorgimenti siano occorsi per spingere, sino al limite attualmente raggiunto, il campo di misura di tensioni, correnti, coefficienti di risonanza di circuiti e ammettenze di tubi elettronici; è appunto

---

(1) M. J. O. Strutt: Moderne Mehrgitter-Elektronenröhren. I u. II Band - J. Springer, Berlin, 1937 u. 1938; recensiti in A. F., 1939, VIII, p. 55 e 56.

la possibilità di eseguire tali misure che, attraverso l'esame del comportamento di tubi e circuiti, consente di raggiungere le più alte frequenze di funzionamento per i ricevitori.

Il capitolo che segue, riguardante l'amplificazione delle onde cortissime, è il più importante. Si mostra chiaramente come il limite di frequenza per un'amplificazione utile e la minima tensione amplificabile dipendano dalle caratteristiche del tubo adoperato. Spiegazioni teoriche e numerosi dati sperimentali sono forniti sul variare delle ammettenze dei tubi con la frequenza e sull'effetto granulare come causa di rumore di fondo. Vengono descritti i tipi più recenti di tubi amplificatori per televisione e per onde cortissime, quali ad esempio i pentodi con catodo ausiliario a emissione secondaria, con i quali si raggiungono valori di transconduttanza di 15 mA/V. È trattato in fine il problema dell'amplificazione di bande di frequenza molto larghe, come si hanno nella televisione.

Successivamente si parla della conversione di frequenza, dei modi di effettuarla, dei disturbi che la accompagnano, dei limiti di frequenza e di minima ampiezza, e sono indicati speciali schemi di conversione in controfase e circuiti per la rivelazione dei segnali. L'ultimo capitolo tratta della costruzione complessiva dei ricevitori, del problema dei disturbi e della ricezione di segnali modulati in frequenza.

Alla fine del volume, presentato in ottima veste tipografica, è riportata un'ampia bibliografia, ove non mancano anche le citazioni dei contributi recati al campo in istudio da autori italiani. *P. Be.*

***

H. HECHT. — *Schaltschemata und Differentialgleichungen elektrischer und mechanischer Schwingungsgebilde.* — J. A. Barth, Leipzig, 1939. — Un volume di VI-125 pagine, con 51 figure. — Prezzo R.M. 9,60.

Accade talvolta, quando si sia finito di leggere o sfogliare un libro, di domandarsi se l'autore avesse veramente qualche cosa da dire, oppure, anche, se l'argomento trattato fosse di sua intima conoscenza. Una simile domanda non sorgerà certo dopo che si sia letto, od anche soltanto scorso, il volume dell'Hecht. Traspare infatti da ogni pagina quanto lo scrivente abbia vissuto, lungamente meditato ed elaborato i pensieri, che ad un certo punto, quasi fossero giunti a completa maturazione, è stato indotto a manifestare. Egli, che fu uno dei primi ad utilizzare gli schemi elettrici equivalenti per lo studio dei sistemi meccanici ed acustici vibranti, mette così a disposizione di tutti la sua ricca esperienza.

In 46 densi capitoletti si passano in rassegna i parametri caratteristici dei sistemi elettrici e dei sistemi meccanici, gli schemi di collegamento nei vari casi tipici (illustrando le proprietà di essi attraverso le equazioni che ne rappresentano il funzionamento) ed i vari modi di stabilire paralleli fra sistemi elettrici e sistemi meccanici.

L'autore non entra tuttavia nel merito di quello che può essere il modo migliore o più comodo per introdurre un'analogia, ma segnala comunque che la via più consigliabile è probabilmente quella di rappresentare le masse con capacità e corrispondentemente le rigidezze meccaniche con induttanze, e ciò contro l'uso più corrente, che per altro viene ormai quasi da tutti riconosciuto come poco opportuno, almeno in via generale. Egli d'altronde ricorda nelle ultime pagine, che volentieri segnaliamo in modo particolare a tutti coloro che si interessano di tali questioni, quanto vi sia di arbitrario e di illogico nell'ostinarsi a stabilire ragioni di preferenza per l'una o per l'altra analogia.

L'Hecht non ha cercato di dare alla trattazione una rigida veste sistematica, ma pur conservando ad essa un assoluto rigore ed una traccia ben logica e precisa, svolge il tema con un tono quasi discorsivo, ciò che conferisce a tutto il volume un carattere singolarmente vivace, nonostante l'argomento sia in sè abbastanza arido.

La lettura del volume, del resto di non grande mole, è molto consigliabile; essa riuscirà senza dubbio assai vantaggiosa per tutti coloro che trattano questi problemi. *An. Gi.*

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

L. Respighi. — *Il telefono e la priorità di A. Meucci. Documenti e appunti* - 2ª edizione riveduta e ampliata. — Edizioni Italiane, Roma, 1939. — Un volume di 134 pagine, con numerose figure e tavole. — Prezzo L. 15.

Rassegna della Stampa Tecnica Tedesca. — A cura dell'Ente Italiano per gli Scambi Tecnico-Culturali con la Germania (S. C. I. T.). — Anno I, volume I, numero 1, gennaio-febbraio 1940. — Edizioni Italiane, Roma, via Vittorio Veneto 34-B. — Un fascicolo di 240 pagine. — Prezzo L. 25 (abbonamento annuo L. 120).

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On examine (première partie) les divers appareils qui ont été proposés pour la mesure de petites puissances à fréquence acoustique. On les classifie selon le principe de mesure et on relève les analogies et les inconvénients de chaque système. Cet examen met en évidence les avantages des wattmètres à thermocouple.

On étudie (deuxième partie) la possibilité d'obtenir dans un tel appareil la protection des thermocouples et l'indication du dépassement de la gamme de mesure au moyen d'un amplificateur à tubes à vide de caractéristiques particulières.

On rapporte les résultats des expériences faites sur un wattmètre construit selon un tel principe, et qui est utilisable pour les mesures entre 30 et 40 000 Hz; la sensibilité maximum est de 0,9 μW par division et l'erreur est de quelques unités pour cent.

On étudie une distribution particulière de la capacité dans les bobines à une couche, excitées à haute fréquence, qui permet d'établir une théorie générale sur la distribution des courants et des tensions dans les différentes spires.

On en déduit quelques conséquences, confirmées expérimentalement, ce sont: a) l'évaluation de la capacité résiduelle des bobines employées dans les circuits oscillants; b) la détermination approchée des fréquences propres de telles bobines; c) l'évaluation de l'influence sur l'effet d'antenne, de la mise à terre du point central des bobines, en relation avec le nombre des spires. On introduit les notions de potentiel électrique et de potentiel magnétique, ainsi que celles de hauteur électrique et de hauteur magnétique des bobines, contribuant respectivement à l'effet d'antenne (adirectionel) et à celui de cadre (directionel), grandeurs

Vol. IX - N. 6 Giugno 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

The magnetic and electric heights of the more usual types of coil are calculated, and antenna and direction effects are dealt with. The paper concludes with notes on the factor of merit of coils excited by localised and distributed e. m. f.

Vol. IX - N. 6 Giugno 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

Man beschreibt (erster Teil) die Arbeitsweise der verschiedenen Geräte, die für die Messung kleiner Leistungen bei akustischen Frequenzen vorgeschlagen worden sind, ordnet sie nach der Arbeitsweise und prüft die Aehnlichkeiten und Nachteile der verschiedenen Systeme. Bei diesem Vergleich erscheinen die Vorzüge des thermischen Wattmeters.

Es wird die Möglichkeit untersucht (zweiter Teil), in einem derartigen Gerät zum Schutz der Thermoketten Sicherungen anzubringen und zur Anzeige der Ueberschreitung des nutzbaren Messbereiches eine Vorrichtung vorzusehen; diese wird mit Hilfe eines entsprechenden Röhrenverstärkers erreicht. Es werden zuletzt experimentelle Ergebnisse mitgeteilt; die Fehler überschreiten nicht einige Prozent bei Frequenzen zwischen 30 und 40 000 Hz; die höchste Empfindlichkeit beträgt 0,9 μW pro Skalenteil.

Man untersucht eine besondere Verteilung der Kapazität in den hochfrequenzerregten einlagigen Spulen, welche eine allgemeine Theorie über die Strom- und Spannungsverteilung in den einzelnen Windungen festzustellen gestattet.

Einige Folgerungen — erfahrungsgemäss bestätigt — können daraus gezogen werden, nämlich: a) die Schätzung der übrigen Kapazität der in den schwingenden Kreisen benützten Spulen; b) annähernde Festsetzung der Eigenfrequenzen solcher Spulen; c) die Schätzung der Einwirkung über den Antenneneffekt der Erdung des Mittelpunktes der Spulen, in Bezug auf die Windungszahl. Folgende Begriffe werden eingeführt: elektrische und magnetische Spannung und Höhe der Spulen, auf den Antenneneffekt (ungerichtet) bezw. auf den Rahmeneffekt (gerichtet) einwirkend: Grössen, welche auf die im Funk-Empfang und Sendung verwendeten Spulen Bezug haben.



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

Vol. IX - N. 7 (PUBBLICAZIONE MENSILE) Luglio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA



RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

A. F. IX-7 LUG. 1940

VOL. IX LUGLIO 1940-XVIII N. 7

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO. . . » 6

ANNATE ARRETRATE: I (1932), L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937), L. 40 CIASCUNA; VII (1938), VIII (1939), L. 50 CIASCUNA.

SOMMARIO

Vol. IX Luglio 1940-XVIII N. 7

ALTA FREQUENZA



Studio elettrico di sistemi elettroacustici.

All'introduzione delle similitudini acustico-elettriche si è stati spinti inizialmente soprattutto per motivi di natura didattica o per gli evidenti vantaggi di indole euristica.

Notoriamente, nella maggior parte dei casi lo studioso si limita a tradurre sulla carta un sistema acustico nel circuito elettrico equivalente, perchè alla sua forma mentale le grandezze e i parametri elettrici risultano più famigliari. La semplificazione che ne consegue per i ragionamenti e per i calcoli è rilevante, anche se di contenuto meramente formale.

Ma questo significa trar partito di una sola delle possibilità del metodo. Come il dottore MASSA, cultore ben noto di questi studi, mette molto chiaramente in luce nell'articolo che siamo lieti di pubblicare, c'è un altro aspetto di importanza ancora maggiore da tener presente, quello sperimentale.

Si abbia, ad esempio, un sistema acustico di cui si vogliano modificare le caratteristiche per il conseguimento di determinati requisiti. Un'indagine sperimentale, se condotta direttamente sul sistema acustico originale, è in genere molto macchinosa, poichè richiede numerose prove su parecchi esemplari e questi debbono essere appositamente approntati, non riuscendo agevole procurare e dominare le variazioni degli elementi meccanici; è invece molto facile disporre di parametri elettrici variabili.

Eseguita adunque la traduzione fisica del sistema acustico nel suo circuito elettrico equivalente, è chiaro come sia possibile condurre tutte le operazioni sperimentali con suggestiva semplicità ed evidenza. Si determinano non soltanto i valori più opportuni da assegnare ai singoli elementi, ma anche le eventuali modifiche da apportare al circuito elet-

trico per conferirgli le caratteristiche auspicate; e tutto ciò, agendo su grandezze fisiche molto elastiche nell'opera sperimentale, quali sono le elettriche.

Per risolvere in maniera completa il problema proposto, non rimane poi altro che seguire il cammino inverso, attuare cioè il sistema acustico, assegnando ai suoi elementi valori che semplici trasformazioni permettono di dedurre dalle grandezze del circuito elettrico definitivo.

L'eleganza e la praticità del procedimento non sfuggiranno ad alcuno. L'esempio citato non rappresenta d'altronde che una fra le tante applicazioni del metodo; l'agilità di esso è tale che non riesce facile prevedere in modo completo quale partito si possa trarre dalla sua utilizzazione intelligente. Appare intanto che il laboratorio non sarà il solo a trarre benefici da questa materializzazione delle similitudini elettriche; la possibilità, anche esplicitamente enunciata dall'autore, di applicarla alla determinazione delle tolleranze di lavorazione ammissibili nella produzione in serie, basterebbe di già a farne uno strumento prezioso.

Prove di impianti di diffusione sonora.

Chi abbia dovuto compiere un collaudo o anche soltanto qualche prova su un impianto di diffusione sonora, sa quali e quante difficoltà si oppongano al concludere un giudizio sicuro, esauriente e al tempo stesso sintetico sulla qualità di esso.

L'impianto è già di per sè un insieme di apparecchiature elettriche complesse, eterogenee e di difficile taratura; ma è poi anche legato strettamente agli ambienti in cui deve funzionare, cioè diffondere potenza sonora. Non può pertanto essere giudicato buono, se non in relazione con le caratteristiche acustiche di codesti locali.

Da un punto di vista pratico bisogna altresì notare, che le varie parti costituenti impianti sonori vengono abitualmente progettate e fornite da persone diverse, le quali assai spesso non hanno contatto fra loro: da fabbricanti specializzati, gli apparecchi elettroacustici o elettronici; da tecnici di impianti elettrici interni, le linee di distribuzione; da architetti e decoratori, gli ambienti.

Finchè si resta nel vago e nell'indeterminato delle prove a impressione, eseguite facendo semplicemente ascoltare da orecchi competenti la trasmissione di dischi fonografici, è fatale che l'architetto scarichi sull'elettrotecnico e sull'elettroacustico, o viceversa, ogni colpa di even-

tuali difetti di riproduzione sonora; quando tutti e tre non siano d'accordo — e spesso non a torto — nel far risalire le responsabilità all'incisore del disco.

Nemmeno le più rigorose prove oggettive sui vari costituenti dell'impianto risolvono la questione: sono troppo numerose, troppo delicate, troppo imprecise; e soprattutto, di troppo difficile interpretazione complessiva.

Questo stato di cose doveva necessariamente spingere a cercare metodi diversi; ed era logico pensare ai procedimenti della telefonometria, la cui esperienza, formata nel campo della trasmissione telefonica, può essere qui utilmente trasportata. Si trattava di adattare tali metodi alla nuova funzione: in particolare, di trovare un mezzo per sceverare ciò che fosse eventualmente da imputare a difetto architettonico, ovvero elettrico, ovvero elettroacustico.



Il nuovo sistema è stato ideato ed applicato con successo dall'ingegnere Ferrari-Toniolo, e nella sua semplicità è un po' « l'uovo di Colombo ». Se non erriamo, è proprio tale semplicità, che può costituirne la fortuna; dopo le esaurienti prove di laboratorio e pratiche, descritte appunto in questo fascicolo, v'è da augurarsi che il metodo abbia larga diffusione e che favorisca così la raccolta di dati, non mai troppo numerosi in questo campo di ricerche.

LA REDAZIONE.

USO DI CIRCUITI ELETTRICI EQUIVALENTI PER L'ANALISI SPERIMENTALE DI SISTEMI ELETTROACUSTICI

FRANK MASSA

Si descrive un metodo secondo cui si adoperano circuiti elettrici equivalenti per l'analisi sperimentale di sistemi elettroacustici, e se ne illustra l'uso per la soluzione di un problema specifico. Si presentano inoltre risultati di esperienze per mostrare il buon accordo fra le caratteristiche acustiche e quelle elettriche equivalenti.

Introduzione.

È generalmente noto l'uso di analogie elettriche per mettere in evidenza e calcolare le caratteristiche di risposta di sistemi vibranti. Non è altrettanto comune, per altro, l'uso di una rete di circuiti elettrici per la determinazione sperimentale delle caratteristiche di risposta di sistemi vibranti in condizioni variabili. Scopo di questa memoria è di dimostrare l'uso di circuiti elettrici per l'analisi sperimentale di sistemi elettroacustici: al fine di illustrare il metodo, si determinerà come migliorare le costanti acustiche di un microfono elettromagnetico, investigando sperimentalmente sul circuito elettrico equivalente del sistema vibrante. L'autore ritiene che questo metodo di analisi offra un mezzo prezioso per giungere ai valori ottimi delle costanti meccaniche e acustiche di un sistema vibrante, dopo che con altri procedimenti si sia determinato un progetto di massima.

Esempio di applicazione.

Esaminiamo la possibilità di migliorare la caratteristica di risposta di un microfono elettromagnetico ad alta sensibilità, usato in sistemi telefonici speciali. Le costanti del microfono, e insieme il circuito elettrico equivalente del sistema acustico [1], sono mostrati nella figura 1; la caratteristica di risposta è rappresentata nella figura 2.

[1] Il computo delle costanti elettriche equivalenti è discusso nel capitolo II di: H. F. OLSON a. F. MASSA: Applied acoustics - P. Blakiston's Son, Philadelphia, 1939.

Con riferimento al circuito equivalente del microfono, è ovvio che la variazione della corrente I_0 in funzione della frequenza deve presentare la stessa caratteristica della curva della tensione indotta, riportata

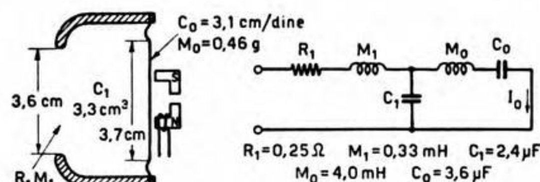


Fig. 1 — Costanti del microfono elettromagnetico e circuito equivalente del sistema acustico.

nella figura 2. Quantunque la corrente I_0 possa essere calcolata per mezzo delle costanti del circuito, il calcolo sarebbe laborioso, specialmente quando si volesse dedurre ciò che accade se si variano le costanti del circuito. Pertanto, allo scopo di rilevare la caratteristica di risposta del circuito equivalente, si è fatto uso per l'investigazione sperimentale del dispositivo mostrato nella figura 3.

Le costanti del circuito di questa figura sono le medesime della figura 1, con la sola variante che è stata aggiunta una resistenza di valore trascurabile (0,2 Ω), di modo che è possibile determinare facilmente I_0 dalla misura, con un voltmetro elettronico, della caduta di potenziale ai capi della resistenza stessa. Applicando una tensione costante al circuito per mezzo di un oscillatore a battimenti, la tensione che si manifesta ai capi della piccola resistenza, in funzione della frequenza, dà la desiderata caratteristica di risposta equivalente. Se il voltmetro elettronico e l'oscillatore a battimenti sono accoppiati in maniera da costituire un sistema di registrazione semiautomatico [2], una curva di risposta del circuito equivalente può essere ottenuta in meno di un minuto.

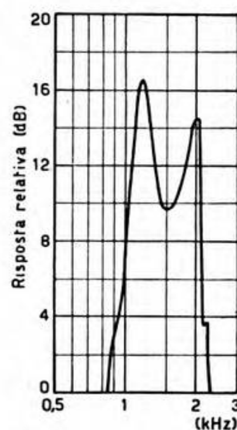


Fig. 2. — Caratteristica di risposta del microfono di figura 1.

La figura 4 rappresenta la caratteristica di risposta elettrica misurata, relativa al circuito elettrico della figura 3: la somiglianza di questa curva con la caratteristica di risposta del microfono reale (fig. 2) è molto evidente.

---

[2] F. Massa: Loudspeaker measurements - Electronics, 1936, IX (7), p. 18.

Per far procedere l'esempio di applicazione, proponiamoci di migliorare la caratteristica di risposta del microfono. In questo caso particolare, essendo molti i microfoni già in servizio, sarebbe desiderabile di ottenere il risultato, possibilmente senza apportare alterazioni alle costanti meccaniche. In altre parole, esaminiamo la possibilità di aggiungere al microfono qualche parte, che rechi il vantaggio auspicato, senza richiedere la necessità di ricostruire tutti gli esemplari esistenti.

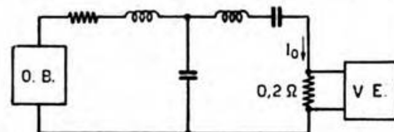


Fig. 3. — Dispositivo sperimentale per il rilievo della caratteristica di risposta del circuito elettrico di figura 1: *O. B.*, oscillatore a battimenti; *V. E.*, voltmetro elettronico.

Da un esame del circuito equivalente di figura 3 appare come l'aggiunta di un altro paio di elementi di circuito, quali l'induttanza M_2 e la capacità C_2 (fig. 5), possa dare risultati benefici. Per determinare il cambiamento prodotto nella risposta al variare di M_2 e C_2, vennero ricavate molto rapidamente diverse caratteristiche elettriche. Nella figura 6 sono riprodotte tre curve, per tre diverse combinazioni di valori di M_2 e C_2. Dall'esame di queste caratteristiche si supponga di concludere che la prima di esse (*a*) sia la più desiderabile.

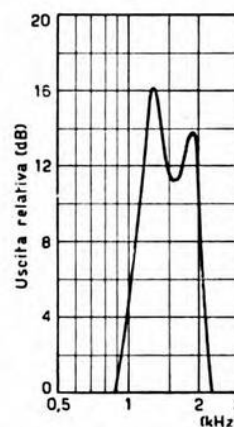


Fig. 4. — Caratteristica di risposta del circuito elettrico di figura 3.

Il passo successivo nello studio del problema è l'uso delle deduzioni tratte per via elettrica, allo scopo di migliorare il microfono. Convertendo il circuito elettrico di figura 5 nel sistema acustico equivalente, si ricava la modifica mostrata nella figura 7, nella quale M_2 e C_2 dànno luogo ad una semplice estensione dell'imboccatura davanti alla membrana, come è indicato. Dopo aver aggiustato il volume C_2 e il foro M_2 in modo da procurare per le costanti i valori indicati nella figura 6 *a*, si è rilevata la caratteristica di risposta acustica del microfono (fig. 8). Essa è in buon accordo con la caratteristica predetta di figura 6 *a*; il miglioramento della caratteristica di risposta dal microfono originale a quello modificato è evidente, se si paragona la figura 8 con la figura 2.

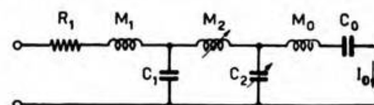


Fig. 5. — Circuito elettrico di figura 1 modificato per migliorarne la caratteristica di risposta.

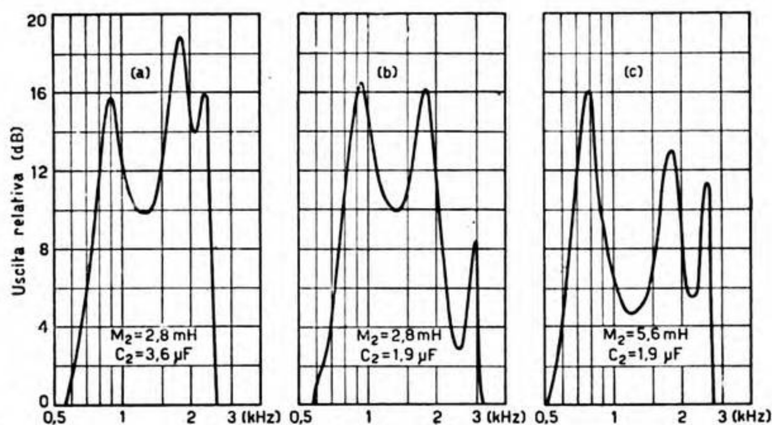


Fig. 6. — Caratteristiche di risposta del circuito elettrico di figura 5 per i valori indicati di M_2 e C_2.

Conclusioni.

Si è mostrato come a mezzo di un oscillatore e di un voltmetro elettronico sia possibile ottenere caratteristiche elettriche di un circuito elettrico che siano le equivalenti delle caratteristiche acustiche di un sistema elettroacustico. Questo metodo di analisi sperimentale fa risparmiare un tempo notevole rispetto al metodo laborioso di analisi matematica del circuito elettrico, specie quando i circuiti siano relativamente complicati e si facciano variare le costanti.

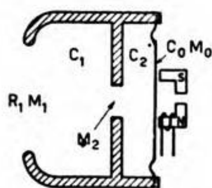


Fig. 7. — Rielaborazione del microfono di figura 1 per incorporarvi le migliorie di figura 5.

A proposito delle applicazioni del procedimento illustrato, merita di essere posto in evidenza quanto segue:

1) Si può determinare molto rapidamente la caratteristica di risposta in funzione della frequenza, anche per circuiti notevolmente complessi.

2) È possibile variare le costanti elettriche semplicemente girando manopole di induttori, condensatori e resistori variabili; si ottengono allora caratteristiche elettriche risultanti, equivalenti alle caratteristiche effettive che si avreb-

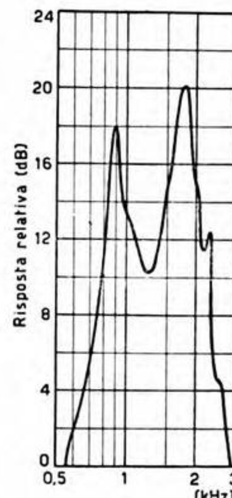


Fig. 8. — Caratteristica di risposta del microfono di figura 7.

bero per il sistema vibrante se la massa, la rigidezza e lo smorzamento si facessero variare dei valori equivalenti.

3) Oltre alla caratteristica di risposta del circuito elettrico, si possono rilevare anche altre caratteristiche, quali l'impedenza, la risposta ai transitori, e via dicendo.

4) Un'applicazione particolarmente importante del metodo del circuito elettrico, compiuta dall'autore, è stata la determinazione delle tolleranze ammissibili in parti lavorate, che entrano nella fabbricazione di equipaggiamenti elettroacustici. In questo modo si rende possibile una misura quantitativa dello scostamento accettabile dai valori nominali dei vari componenti, e si può allestire un progetto tale che consenta al reparto di produzione il vantaggio delle massime tolleranze possibili senza per altro compromettere la qualità del prodotto. Ciò significa raggiungere il risultato migliore col minimo costo.

Quantunque sia stato scelto un problema molto semplice per illustrare il metodo proposto di analisi sperimentale, il lettore vedrà chiaramente come il metodo stesso possa venire esteso a sistemi molto più complicati. Invece di una singola parte di apparecchiatura, può essere investigata una catena completa, dal microfono all'organo di riproduzione, e può essere determinata per l'intero insieme la combinazione di costanti più opportuna per il raggiungimento del risultato desiderato.

Camden, N. J. - R. C. A. Manifacturing Company.

PROVE TELEFONOMETRICHE SU IMPIANTI DI DIFFUSIONE SONORA

ANDREA FERRARI-TONIOLO

Richiamate le relazioni, già da alcuni autori stabilite sperimentalmente, fra intelligibilità, tempo di riverberazione e rumore dell'ambiente, si nota quali attenzioni debbano usarsi nel caso in cui prove telefonometriche siano applicate al collaudo di impianti di diffusione sonora.

Si propone un nuovo metodo di esecuzione delle prove telefonometriche, consistente nel dare una precisa cadenza alla emissione dei logatomi. A tale scopo è stato attuato un metronomo a lampada al neon.

L'andamento dei valori di intelligibilità in funzione di questa nuova variabile, risulta in relazione coi valori del tempo di riverberazione ed è quindi un elemento per giudicare delle qualità acustiche degli ambienti, separandone gli effetti da quelli dovuti alla qualità dell'impianto elettro-acustico.

Vengono riportati i risultati sperimentali di prove telefonometriche di laboratorio eseguite in una camera riverberante con diversi tempi di riverberazione; e prove pratiche compiute nel collaudo di un impianto, dalle quali è risultata l'utilità del nuovo metodo.

1. - I così detti impianti di diffusione sonora assumono ogni giorno maggiore importanza. Sono infatti sempre più numerosi gli ambienti di riunione, le scuole, i collegi, le caserme, le sedi di organizzazioni, che vanno dotandosi di un impianto sonoro centralizzato, cioè di un sistema di distribuzione, costituito essenzialmente di un amplificatore centrale e di una rete di linee che terminano con altoparlanti, allo scopo di far giungere contemporaneamente in più locali una determinata trasmissione di parola o musica.

Grandi adunate di popolo o spettacoli all'aperto e ormai anche rappresentazioni in vasti teatri chiusi richiedono parimenti simili impianti « di rinforzo »; e dello stesso genere son da considerare altresì gli impianti sonori dei cinematografi.

Non è quindi ormai raro, per il tecnico specializzato, il caso di dover compiere prove su impianti di diffusione sonora e dare giudizi sul loro funzionamento. Ma è facile immaginare quanto complesse siano tali

prove, quando si voglia tener conto oggettivamente di tutti gli elementi che entrano in giuoco; e quanto sia difficile formulare giudizi sicuri, basati sull'interpretazione dell'insieme di tali prove.

Si deve confessare che, proprio mentre gli impianti di diffusione sonora, per loro stessa natura, sono soggetti al giudizio intuitivo e assai spesso reciso di un pubblico molto vasto e sempre più esigente, il tecnico non ha ancora a sua disposizione i mezzi per un pronto giudizio oggettivo. Se egli vuole infatti partire da risultati di misure oggettivamente eseguite, deve raccogliere, mediante svariatissimi e delicati apparecchi di misura, una quantità enorme di dati sperimentali su tutti gli elementi della catena acusto-elettro-acustica che dalla sorgente sonora, attraverso rilevatori, amplificatori, linee ed altoparlanti, giunge a chi ascolta; e misure non facili debbono anche essere compiute, se si vuol essere completi, per determinare le proprietà acustiche degli ambienti, in cui i suoni vengono diffusi.

Una volta in possesso di tutti questi elementi derivanti dalla sperimentazione, non è davvero agevole concretare un preciso giudizio complessivo.

Tenute presenti tutte queste difficoltà vien spontaneo il quesito se non sia più pratico, al momento attuale, fare ricorso a quei sistemi soggettivi che sono propri della telefonometria; tentando una estensione dei metodi in uso da tempo nella trasmissione telefonica, e determinando le particolarità di applicazione al nuovo campo.

Questo appunto è lo scopo del presente studio, il quale intende mettere in luce le norme pratiche di esecuzione che è necessario osservare per eseguire prove telefonometriche su impianti di diffusione sonora, e in particolare introdurre un nuovo metodo per ricavare da misure telefonometriche anche dati sulle proprietà acustiche degli ambienti, in cui avviene la diffusione.

Occasione a queste ricerche è stata data dalla esecuzione di prove di collaudo, da parte della Sezione Telefonia dell'I. E. N. G. F., sui grandiosi impianti di diffusione sonora nel complesso di edifici delle due Colonie elioterapiche e montane della Federazione dei Fasci di Combattimento di Torino: Colonia « III Gennaio » sulla collina torinese e Colonia « IX Maggio » in Bardonecchia.

2. - Rispetto ad un normale collegamento telefonico, l'elemento fondamentale di differenziazione di un impianto di diffusione sonora dal punto di vista della trasmissione, è dato dall'aggiunta di una porzione di collegamento (l'ambiente terminale ove è collocato l'altoparlante), in cui la diffusione avviene per via acustica in un volume d'aria ben più vasto di quello che è chiuso fra timpano dell'orecchio e membrana del ricevitore telefonico, quando questo è aderente al padiglione auricolare dell'ascoltatore.

Se ci riferiamo, come qui si intende fare, alla sola trasmissione della parola e a locali terminali chiusi, interesserà conoscere il dato tipico

delle misure telefonometriche (cioè (¹) la « intelligibilità dei logatomi ») in relazione all'elemento che meglio caratterizza un ambiente per audizione sonora (cioè il « tempo di riverberazione del locale »).

Le relazioni esistenti fra il tempo di riverberazione di un locale e l'intelligibilità, che si può ottenere in esso, sono già state studiate da diversi autori.

Sono, ad esempio, divenuti classici i diagrammi, dati dal Knudsen (²), nei quali, sulla base di numerose esperienze, si mostra che per ciascun

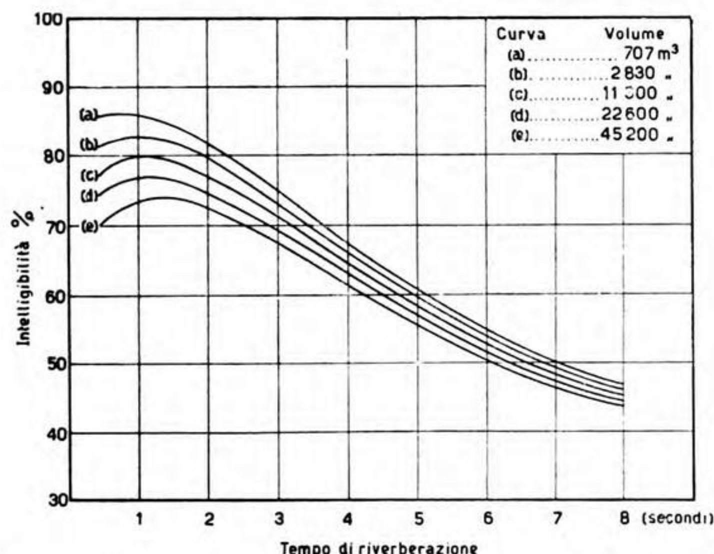


Fig. 1. — Intelligibilità dei logatomi in funzione del tempo di riverberazione e del volume di locali, per emissione a intensità costante (Knudsen).

valore del volume di capienza di un auditorio, esiste un particolare tempo di riverberazione che dà il massimo di intelligibilità nell'auditorio stesso (fig. 1). Al crescere del volume dell'auditorio da 700 a 50 000 m³, il valore assoluto dell'intelligibilità massima decresce, mentre il tempo ottimo di riverberazione cresce lentamente.

(¹) Per le definizioni fondamentali ed i metodi telefonometrici vedi:
H. Fletcher a. J. C. Steinberg: Articulation testing methods - Bell S. T. J., 1929, VIII, p. 806.
C. C. I. F.: Mesures de netteté - Libro Bianco, Köbenhavn, 1936, I bis, p. 320.
A. Ferrari-Toniolo: Telefonia fra ambienti rumorosi e prove su laringofoni - A. F., 1940, IX, p. 4.

(²) V. O. Knudsen: Architectural acoustics - J. Wiley a. S., New York, 1932, p. 391.

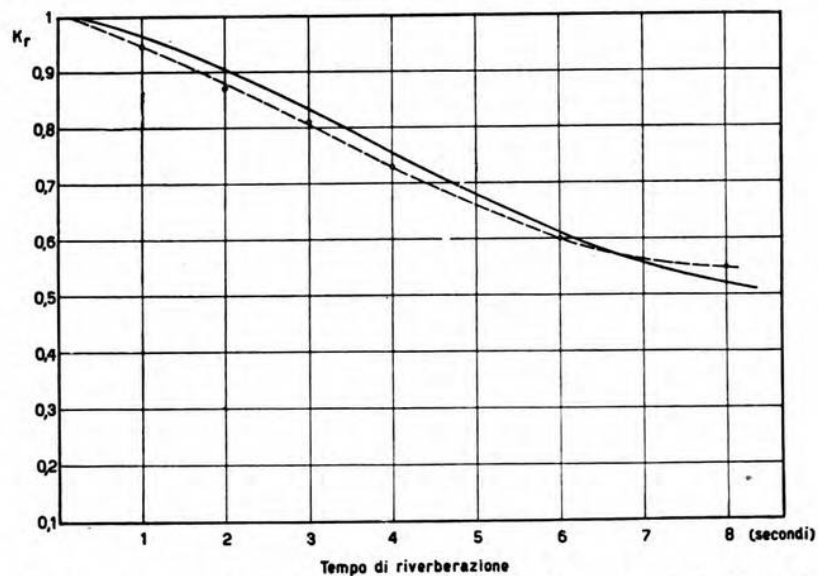


Fig. 2. — Coefficente di riduzione dell'intelligibilità in funzione del tempo di riverberazione, per ricezione a intensità costante (linea piena: secondo Knudsen; linea tratteggiata: secondo l'interpretazione che si propone).

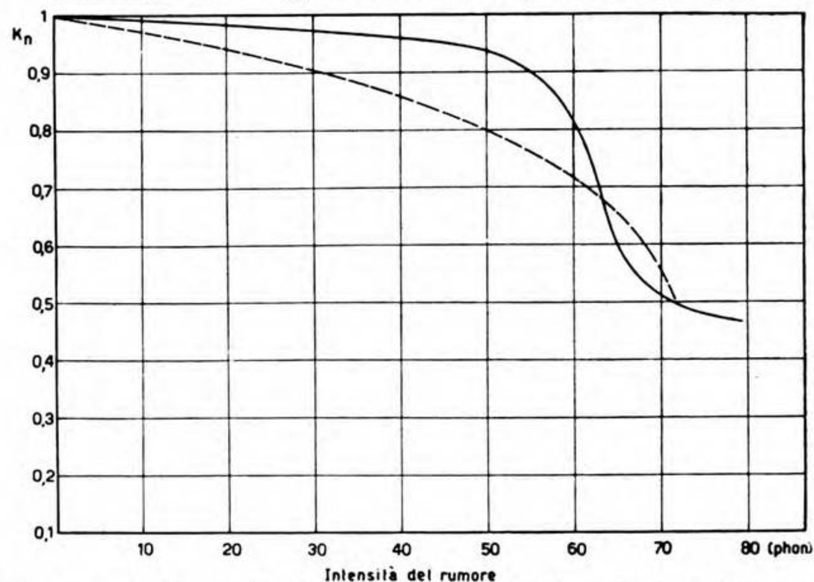


Fig. 3. — Coefficente di riduzione dell'intelligibilità in funzione dell'intensità del rumore ambiente, per ricezione a intensità costante di 70 phon (linea tratteggiata: secondo Knudsen; linea piena: secondo Janowsky).

Si deve tuttavia osservare che simili considerazioni non si applicano bene al caso, in cui la sorgente sonora sia costituita dagli altoparlanti di un impianto di amplificazione e diffusione. Nella curva della intelligibilità in funzione del tempo di riverberazione si ha infatti un massimo, soltanto se si fa l'ipotesi di avere a disposizione una sorgente sonora di determinata intensità, che non è dato di modificare; dagli effetti contrastanti che sull'intensità del suono e sul tempo di riverberazione (e, dipendentemente, sull'intelligibilità) ha il diverso assorbimento acustico del locale, nell'ipotesi che l'energia sonora emessa sia costante, sorge appunto la possibilità di un problema di massimo.

Ma, quando le sorgenti sonore facciano parte di un impianto, la potenza del quale può essere stabilita dal progettista secondo le esigenze e può essere regolata, variando il guadagno degli amplificatori, anche ad impianto già costituito, non vi è più luogo ad una condizione di massimo.

Conviene piuttosto separare, per quanto è possibile, l'influenza dei vari fattori sulla intelligibilità. Lo stesso Knudsen, nell'ipotesi che il livello della parola in ricezione sia mantenuto costantemente a 70 phon (cioè al livello per il quale si ha l'optimum dell'intelligibilità, considerata in funzione dell'intensità della ricezione), suggerisce di valutare la intelligibilità mediante la semplice formula:

$$I\,\% = 96\,K_f\,K_r\,K_n\,;$$

dove il 96 % rappresenta la massima intelligibilità ottenibile in ambienti assolutamente ideali; K_f è un fattore, dipendente dalla forma del locale, che può ritenersi uguale all'unità per ambienti di forma parallelepipeda normale; K_r e K_n sono i due fattori di riduzione dipendenti rispettivamente e separatamente dalla riverberazione e dal rumore.

Poichè gli sperimentatori come Knudsen o Janowsky forniscono (fig. 2 e 3) i diagrammi per la valutazione di K_r e K_n nei vari casi, si è praticamente ottenuta la possibilità di determinare separatamente l'influenza del tempo di riverberazione sull'intelligibilità, mentre tutti gli altri fattori hanno valore costante.

In figura 2 è indicata con tratto pieno la curva data da Knudsen per K_r; come si vede, il diagramma dell'intelligibilità in funzione del tempo di riverberazione non presenta alcun massimo, ma è quasi linearmente decrescente al crescere del tempo di riverberazione.

In figura 3 è riportata tratteggiata la curva suggerita da Knudsen per K_n in funzione dell'intensità del rumore; i dati di Knudsen si ritengono tuttavia superati dalle più esaurienti esperienze di Janowsky (3), alle quali corrisponde la curva a tratto pieno nella stessa figura 3.

---

(3) W. Janowsky: Fernsprechen in Lärm und Wind - E. T. Z., 1937, LVIII, p. 1289.
A. Ferrari-Toniolo: loc. cit. nota (1).

I diagrammi di figura 2 o quelli di figura 3 sono forniti da Knudsen o derivano dai dati di Janowsky come risultato di rilievi sperimentali indipendenti fra loro. Ma può essere interessante stabilire una relazione fra il diagramma tracciato per variazione del rumore ambiente (fig. 3) e quello in funzione dei diversi valori del tempo di riverberazione (fig. 2); tale relazione che, a quanto ci consta, non è stata rilevata fin qui, ci sarà utile anche per l'interpretazione dei risultati che saranno presentati in seguito.

Si propone di interpretare l'effetto nocivo della riverberazione sulla intelligibilità come equivalente all'effetto di un rumore di intensità tale, che rappresenti la media dell'intensità del suono esistente nell'ambiente, per effetto della riverberazione, durante il tempo per cui dura un logatomo (cioè all'incirca un secondo). Se ad esempio l'ambiente ha un tempo di riverberazione di 6 secondi, durante un secondo il livello del suono a partire da 70 phon raggiunge 60 phon, mentre se il tempo di riverberazione è di 1 secondo si ha un suono che da 70 phon passa a 10 phon. Nel primo caso si può ritenere che il logatomo pronunciato sia disturbato da un rumore avente l'intensità media di 65 phon; nel secondo la media del livello del rumore è invece di 40 phon. In conseguenza, nel diagramma di figura 3, si ricava un fattore di riduzione di 0,68 per un tempo di riverberazione di 6 secondi, e un fattore di 0,95 per un tempo di riverberazione di 1 secondo.

Con tali criteri sono stati ricavati diversi punti di una curva K_r, che appare tratteggiata nella figura 2. La soddisfacente concordanza della curva tratteggiata con quella piena mostra come sia in buona parte attendibile la interpretazione proposta.

In generale, a proposito di tutte queste prove sperimentali, sulle relazioni che legano intelligibilità e tempo di riverberazione, si deve osservare che i rilievi sono stati sempre eseguiti dai vari sperimentatori con emissioni di logatomi distaccati fra loro di un tempo sufficente a far sì che, nonostante la riverberazione, ogni logatomo non subisse alcuna influenza da parte di quello precedentemente pronunziato.

Si è invece pensato — e ciò costituisce un nuovo sistema di esecuzione delle prove telefonometriche, che con questo studio si introduce — che convenga dare un ritmo ben preciso alle emissioni di logatomi e che di tale ritmo si debba tener conto come di un parametro attraverso il quale le prove di intelligibilità possono fornire notizie e dati più completi sul comportamento pratico di un impianto di diffusione sonora e degli ambienti in cui opera.

3\. - Per distanziare nel tempo, con precisa cadenza, i logatomi, che vengono pronunciati da un componente della squadra mentre gli altri sono all'ascolto, è stato approntato un semplice dispositivo, il cui uso come metronomo può anche essere più esteso che non quello qui accennato.

Il dispositivo (il cui schema elettrico è riportato nella figura 4) utilizza una comune lampada al neon in unione con un gruppo resistenza-capacità; applicando ai morsetti indicati opportune tensioni continue, si destano oscillazioni di rilasciamento che si rivelano con cadenzate

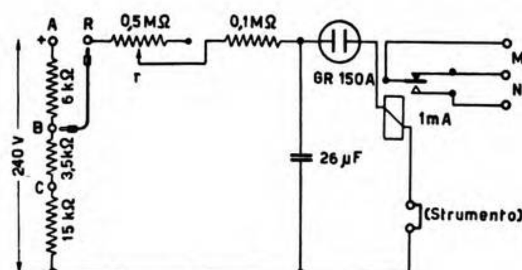


Fig. 4. — Schema elettrico del metronomo a lampada al neon.

accensioni della lampada al neon, cioè con ritmici passaggi di corrente nel circuito della lampada stessa.

Poichè, come è noto, il periodo delle oscillazioni dipende dai valori della tensione applicata e da quelli della resistenza e della capacità, si è ottenuta una doppia possibilità di variazione del periodo stesso: una variazione a gradini con prese potenziometriche corrispondenti a tre diverse tensioni di alimentazione ed una variazione continua ottenuta mediante il reostato *r*. Si hanno tre gamme di variazione del periodo di oscillazione, corrispondenti ai seguenti dati:

Presa potenziometrica	Tensione di alimentazione	Periodo minimo	Periodo massimo
A	240 V	0,5 s	2,5 s
B	240 »	1 »	5,5 »
C	240 »	3 »	32 »

Per ognuna di tali gamme di variazione è naturalmente possibile tarare il dispositivo in maniera che si legga direttamente, per ogni posizione del reostato *r*, il valore del periodo (in secondi). L'inserzione, nel circuito di accensione della lampada al neon, di un relè con un contatto di riposo ed uno di lavoro permette di comandare, sul ritmo dell'accensione della lampada, altre eventuali segnalazioni luminose o acustiche. Esse non sono tuttavia normalmente necessarie per le prove che ci interessano, per le quali basta la segnalazione data all'accendersi della lampada al neon.

È stata eseguita una serie di prove per verificare la stabilità del dispositivo dal punto di vista della costanza del periodo di oscillazione.

Con variazioni della tensione di alimentazione di $\pm 2\%$ e della temperatura fra 12°C e 25°C, si hanno variazioni nel periodo di oscillazione di poche unità per cento. Una tale costanza è largamente sufficente per l'applicazione alle prove telefonometriche.

4. - Mediante il dispositivo ora descritto si è provveduto a dare una precisa cadenza alla emissione dei logatomi, ed a compiere tutta una serie di prove telefonometriche di laboratorio in ambienti di noto tempo di riverberazione. Mentre la emissione avveniva da un ambiente il cui

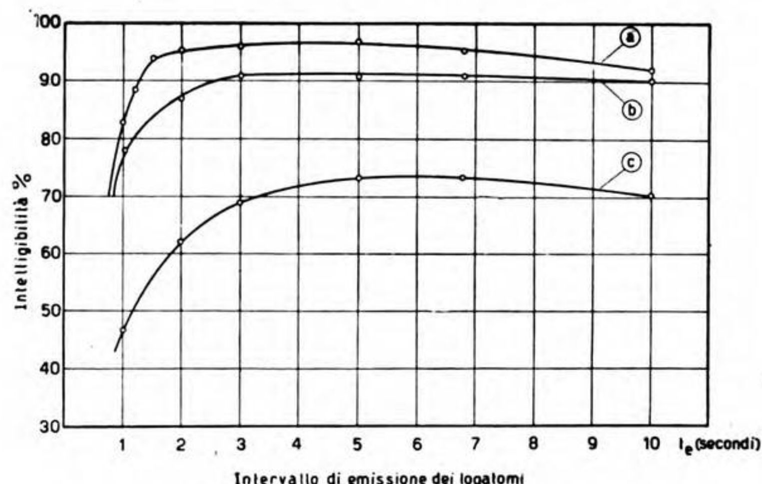


Fig. 5. — Intelligibilità in funzione dell'intervallo di cadenzata emissione dei logatomi: *a*) ricezione in cuffia; *b*) ricezione da altoparlante in ambiente con tempo di riverberazione di 2,5 secondi; *c*) ricezione da altoparlanti in ambiente con tempo di riverberazione di 7,5 secondi.

tempo di riverberazione si manteneva costantemente ad un valore assai ridotto, la ricezione si faceva in una vasta camera riverberante (4) il cui tempo di riverberazione da un valore massimo di circa 8 secondi poteva essere ridotto a valori via via minori mediante l'introduzione nel locale di adatte superfici assorbenti.

Il risultato di una prima serie di prove è dato dalla figura 5, in un diagramma avente per ascisse l'intervallo di tempo fra l'emissione di un logatomo e il successivo e per ordinate le intelligibilità (5). Ogni

(4) Le prove si sono svolte negli appositi locali della Sezione Elettroacustica dell'I. E. N., diretta dall'ing. A. Gigli, che desidero ringraziare per la collaborazione.

(5) Corrette, per tener conto del grado di pratica sperimentale della

punto rappresenta la media calcolata su un migliaio circa di logatomi ricevuti.

La curva *a* si riferisce a ricezioni eseguite mediante cuffia collegata allo stesso sistema microfono-amplificatore che doveva servire anche per le successive prove *b* e *c*, le quali si riferiscono invece a ricezione da altoparlante in ambiente con tempo di riverberazione (a 1000 Hz) di circa 2,3 secondi (*b*) e di 7,5 secondi (*c*).

Nel caso delle prove *a*, l'ascolto in cuffia eliminava ogni influenza sull'intelligibilità del valore del tempo di riverberazione dell'ambiente di ricezione. Variando il ritmo di emissione dei logatomi, fra la cadenza di un logatomo ogni due secondi e la cadenza di un logatomo ogni sette secondi, si notano infatti ben lievi variazioni nei valori dell'intelligibilità. Per valori estremi dell'intervallo di emissione dei logatomi si hanno invece diminuzioni di intelligibilità: una lieve diminuzione per un intervallo di 10 secondi; e diminuzioni che si fanno bruscamente accentuate non appena l'intervallo di emissione scende sotto 1,5 secondi.

Queste diminuzioni (che si notano in tutti i diagrammi) dipendono da fattori i quali nulla hanno a che fare con i fenomeni di riverberazione, ma che dipendono dal meccanismo psicofisiologico della ricezione di logatomi susseguentisi con determinato ritmo. Quando il ritmo è troppo lento (10 secondi), la intelligibilità diminuisce unicamente perchè gli operatori che ascoltano, più facilmente si distraggono e il logatomo emesso dopo una lunga pausa giunge loro quasi inaspettato. Quando il ritmo diviene troppo accelerato, la diminuzione di intelligibilità dipende dall'accavallarsi dei logatomi fra loro e, per tempi sempre più brevi, da un senso di confusione che a un certo punto turba completamente l'ascoltatore.

È da notare che, per ovviare alla maggior difficoltà che, per intervalli sempre più brevi di emissione, è data anche dall'impossibilità di annotare correttamente i logatomi ricevuti, si è seguita in genere la norma, per intervalli al disotto di 2 secondi, di considerare valevole per le prove solo un lògatomo ogni due ovvero ogni tre di quelli emessi. Per ogni migliaio di logatomi, su cui è calcolata la media di intelligibilità, si sono, in questi casi, trasmessi dunque due o tre mila logatomi, di cui uno o due mila erano intercalati allo scopo di ottenere un veloce ritmo di emissione, ma non venivano registrati in ricezione.

Dalla curva *a* si ricava che la cadenza di un logatomo ogni 1,5 secondi è quella al disotto della quale, anche in assenza di influenze nocive di riverberazione nell'ambiente di ricezione (e con tempi di riverberazione dell'ordine di un secondo nell'ambiente di emissione), la intelligibilità diminuisce nettamente.

---

squadra, secondo il metodo illustrato nell'appendice all'articolo: A. FERRARI-TONIOLO, loc. cit. nota (1).

Si deve tuttavia notare che le considerazioni che seguono, sull'andamento caratteristico dei diagrammi delle figure 5 e 6, valgono ugualmente anche se i risultati non vengono corretti col metodo accennato.

Per ricezione in ambienti riverberanti (curve *b* e *c*) la diminuzione di intelligibilità comincia a manifestarsi, al decrescere degli intervalli di emissione, già per tempi maggiori di 1,5 secondi; e precisamente per tempi tanto maggiori quanto maggiore è il tempo di riverberazione dell'ambiente.

Si è trovato cioè, come del resto era logico prevedere, un legame fra il tempo di riverberazione e l'intervallo di emissione dei logatomi, per il quale incomincia ad avvenire una sensibile diminuzione dell'intelligibilità. Questo legame non è ovviamente determinabile in maniera rigorosa; nè interesserebbe determinarlo, perchè certo non sono le prove di intelligibilità la via più semplice per misurare il tempo di riverberazione di un ambiente.

Ma è importante la constatazione che con serie di prove come quelle cui si riferiscono i diagrammi di figura 5, si può rilevare (mediante misurazioni che, tranne il marcatempo, non richiedono l'ausilio di alcuno strumento in più dei soli apparecchi costituenti l'impianto in prova), se un certo complesso di diffusione sonora sia deficente per cause inerenti agli apparati elettroacustici, ovvero in relazione alle proprietà acustiche degli ambienti.

In via approssimativa si può notare che, se si considera l'intervallo di emissione dei logatomi per cui l'intelligibilità (in ciascuna delle curve come *b* e *c*) raggiunge il suo massimo, e si diminuisce tale intervallo del tempo fisso di 1,5 secondi (che è quello in cui si fanno sentire effetti dipendenti dalla emissione ed estranei alla riverberazione in ricezione), si ottiene un tempo che è, all'ingrosso, la metà di quello di riverberazione dell'ambiente (1,3 secondi per la curva *b*, che si riferisce ad un tempo di riverberazione di 2,5 secondi; e 3,7 secondi per la curva *c*, che si riferisce ad un tempo di riverberazione di 7,5 secondi). Si potrebbe trovare una giustificazione del fatto che tale tempo stia nel rapporto 1 : 2 a quello di riverberazione, in ciò che, per un livello di ricezione di 70 phon come quelli qui considerati, la diminuzione più sensibile di intelligibilità si ha, come si è visto in figura 3, fino a livelli di rumore che sono 30 decibel e non 60 decibel al disotto dei 70 phon.

Infine si può anche verificare che la interpretazione, già introdotta nel paragrafo 2, degli effetti nocivi della riverberazione come effetti nocivi di rumori sovrapposti, si applica, almeno per un buon tratto, anche alla posizione dei diagrammi *b* e *c* che mostrano la progressiva diminuzione dell'intelligibilità al decrescere dell'intervallo di emissione t_e.

Ad esempio, considerando la curva *c*, per $t_e = 3$ secondi si ha una diminuzione di intelligibilità di 0,95 rispetto alla massima che si ha per $t_e = 5{,}5$ secondi. Se si calcola che un logatomo, dopo 3 secondi dalla sua emissione a 70 phon, agisce sul successivo come un rumore di $70 - \frac{3}{7{,}5}\,60 = 36$ phon, si trova, in base al diagramma di figura 3, lo stesso coefficiente di riduzione 0,95.

Una seconda serie di prove, i cui risultati appaiono in figura 6, è stata condotta rilevando la intelligibilità per emissioni fatte semplicemente alla voce, con operatore trasmittente ed operatori riceventi tutti nell'ambiente riverberante. Il tempo di riverberazione era, come per le precedenti prove, regolato una volta per 2,5 secondi (curva *b'*) e un'altra volta per 7,5 secondi (curva *c'*). Le *b'* e *c'* presentano un anda-

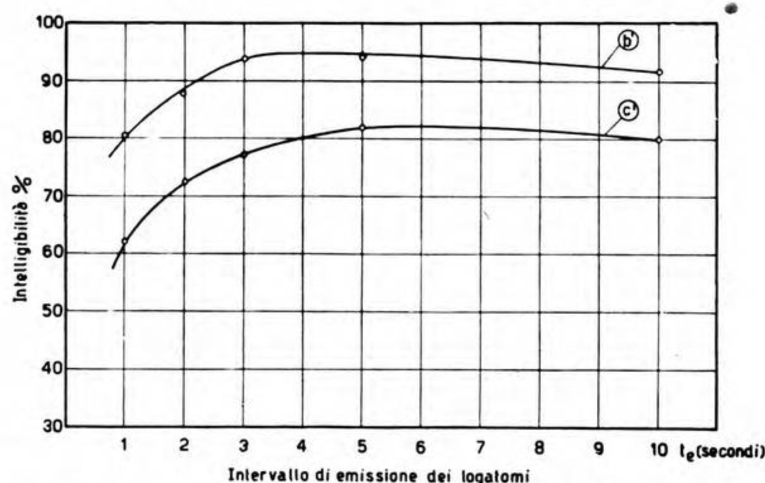


Fig. 6. — Intelligibilità in funzione dell'intervallo di cadenzata emissione dei logatomi: *b'*) emissione alla voce in ambiente con tempo di riverberazione di 2,5 secondi; *c'*) emissione alla voce in ambiente con tempo di riverberazione di 7,5 secondi.

mento assolutamente analogo alle *b* e *c* rispettivamente. Il massimo di intelligibilità si ottiene per valori di t_e che sono leggermente superiori a quelli per cui si ha il massimo nelle corrispondenti curve *b* e *c*.

Il fatto che l'emissione avvenga pure in ambiente riverberante produce dunque ben lievi differenze: ciò era prevedibile, perchè gli effetti nocivi della riverberazione si fanno già tutti sentire nella ricezione, se vi è diffusione per mezzo di altoparlanti.

Tanto nella figura 6, quanto nella 5, si può rilevare che i valori massimi di intelligibilità per ogni curva stanno fra di loro esattamente nei rapporti di riduzione che, al variare del tempo di riverberazione, erano dati (fig. 2) dal diagramma di Knudsen.

I valori assoluti di intelligibilità sono superiori a quelli di Knudsen; ma si deve ritenere che ciò dipenda dal fatto che la correzione dei valori di intelligibilità, secondo il metodo del C. C. I. F., non fu applicata da Knudsen, poichè il metodo stesso a quel tempo non era stato ancora introdotto.

Le intelligibilità ottenute con trasmissioni alla voce (fig. 6) superano quelle ricavate con sistema di trasmissione elettroacustico di quel tanto, che ci dà modo di giudicare della qualità dello stesso sistema elettroacustico, considerato indipendentemente dagli ambienti di emissione e di ricezione.

5. - Un esempio di applicazione del nuovo metodo di esecuzione delle prove telefonometriche si ebbe nei collaudi sugli accennati impianti di diffusione sonora delle Colonie « III Gennaio » e « IX Maggio ».

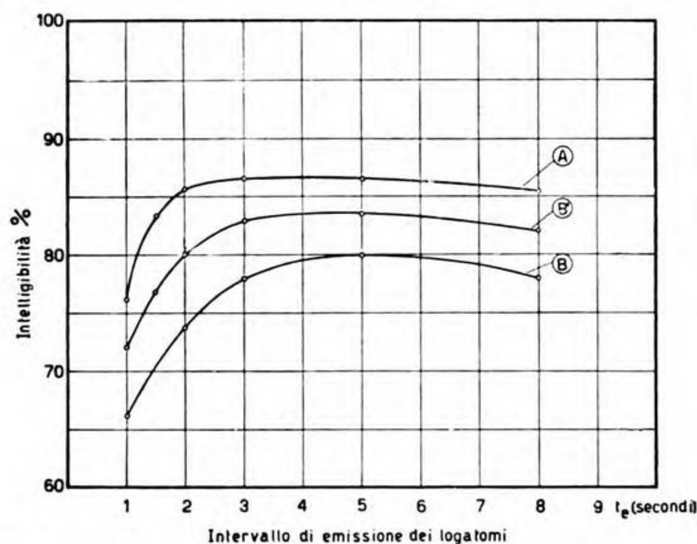


Fig. 7. — Intelligibilità in funzione dell'intervallo di cadenzata emissione dei logatomi in ambienti di un impianto in collaudo: *A*) ambiente normale di 320 m³; *B*) ambiente alquanto riverberante di 1500 m³; *B'*) lo stesso ambiente come in *B*, ma con la presenza di un centinaio di bambini.

Esaminiamo due casi tipici: quello di un'aula di forma parallelepipeda e dimensioni medie (7,20 × 10 × 4,50 m³) con pareti interrotte da numerosi battenti di porte e finestre; e quello di un vasto locale quasi parallelepipedo (24 × 10 × 6,30 m³) con ampie pareti uniformi.

Eseguite le prove di intelligibilità variando il ritmo di emissione, si sono ottenuti i diagrammi di figura 7. La curva *A* si riferisce alle prove eseguite nell'aula; la intelligibilità decresce nettamente solo quando la cadenza di emissione dei logatomi scende sotto 2 secondi; il tempo di riverberazione dell'ambiente sembra pertanto sufficientemente buono e in realtà l'intelligibilità media risulta più che accettabile (76 %).

Nel secondo vasto ambiente, considerato dapprima vuoto di persone (curva *B*), si hanno intelligibilità alquanto inferiori e inoltre la

curva decresce sempre più nettamente, via via che t_e diminuisce, a partire da $t_e = 3{,}5$ secondi. Ciò indica che il tempo di riverberazione è, in tale locale, eccessivo agli scopi di una buona audizione della parola trasmessa dagli altoparlanti; secondo la regola approssimativa indicata nel paragrafo precedente, si può ritenere che il tempo di riverberazione del locale sia di $3 \div 4$ secondi. La diminuzione nei valori assoluti di intelligibilità rispetto alla curva A, corrisponde, secondo i coefficenti di riduzione già visti in figura 2, all'effetto di un tempo di riverberazione di poco più di 3 secondi.

Ovviamente la ricezione migliora alquanto, se nel locale sono presenti numerosi ascoltatori; le prove, cui si riferisce la curva B', furono eseguite mentre nell'ambiente erano un centinaio di bambini. Si nota che, oltre ad un aumento nei valori assoluti di intelligibilità, si ha anche che la curva B' incomincia a decrescere per valori di t_e inferiori a quelli per cui incomincia a piegare la curva B. Si può dedurre da ciò, che il tempo di riverberazione del locale, semiriempito di persone, diminuisce al valore di $2 \div 3$ secondi, restando tuttavia ancora troppo alto per una buona ricezione della parola.

6. - Concludendo, si può rilevare che, introducendo il sistema di eseguire le prove telefonometriche con un ben determinato ritmo di emissione dei logatomi, si ha un efficace mezzo per ricavare dai risultati elementi di giudizio più completi sulla qualità degli impianti di amplificazione centralizzata e di diffusione sonora per mezzo di altoparlanti; e in particolare, in base alla relazione che lega la intelligibilità all'intervallo di emissione dei logatomi preso come variabile, è possibile distinguere in quali locali una non perfetta ricezione dipenda piuttosto da cattive qualità acustiche degli ambienti che non da difetti dell'impianto di diffusione sonora.

Le prove di tipo soggettivo, quali quelle telefonometriche, trovano così un ulteriore campo di applicazione; e, pur essendo di tipo complementare a prove e misure aventi carattere oggettivo e pur richiedendo molto tempo ed una squadra di operatori addestrati, possono rendere utili servizi sopra tutto perchè non necessitano, per la loro esecuzione, di alcuno strumento od apparecchio speciale di misura, ma utilizzano l'impianto quale è, senza neppure la necessità di sezionarlo o di accedere alle sue parti ed ai circuiti; e perchè dànno risultati che agevolano un giudizio complessivo sugli impianti, considerati nelle loro effettive condizioni di funzionamento e in relazione con l'ambiente in cui debbono essere usati.

Lo scrivente è grato al prof. Vallauri per l'interessamento dato al lavoro; e alla Direzione delle Colonie « III Gennaio » e « IX Maggio » della Federazione dei Fasci di Combattimento di Torino, per aver cortesemente agevolato le prove.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

CAPACITÀ DISTRIBUITA E PROPRIETÀ RADIATIVE DELLE BOBINE

LUIGI SACCO

(*Continuazione e fine. Vedi* A. F., giugno 1940, IX, 6, p. 339).

PARTE II.

PROPRIETÀ RADIATIVE DEI TELAI.

XI. - Calcolo della forza cimomotrice e della corrente ricevuta.

27. - Riferendoci alla figura 6 che schematizza le varie spire della bobina viste in pianta, si dimostra facilmente che la forza cimomo-

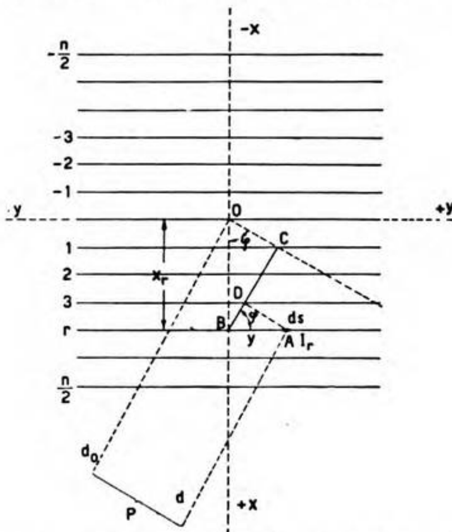


Fig. 6. — Bobina con *n* spire (vista in pianta).

trice ([12]) dovuta alle correnti circolanti sulla generatrice di ascissa *s* del telaio, limitatamente ai telai aventi le spire molto vicine e tali da

([12]) L. SACCO e U. TIBERIO: Sul modo di esporre e di impiegare i dati di irradiazione e propagazione - A. F., 1935, IV, p. 668.

potersi considerare praticamente sovrapposte, ed ammettendo inoltre che essi operino in terreno non troppo cattivo, viene espressa da:

$$[55] \quad \Sigma dE = -j \frac{\varrho_0}{\lambda} \frac{n}{z'_0} (Q'_1 \operatorname{senh} P_1 s + Q''_1 \cosh P_1 s) \, e^{-jby} \frac{dz}{ds} ds \,,$$

in cui si è posto:

$$[56] \qquad b = \frac{2\pi \cos \varphi}{\lambda} \,,$$

e $\varrho_0 = \sqrt{\dfrac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$ è l'impedenza caratteristica dello spazio vuoto.

Analogamente si può esprimere ΣdI_B, cioè la corrente elementare rilevata nel punto B del circuito eccitato dal telaio sotto l'azione del campo elettrico F_0, e dovuta al complesso delle f. e. m. agenti sugli elementi ds della bobina allineati sulla generatrice s.

Essa è data da:

$$[57] \quad \Sigma \, dI_B = -\frac{F_0}{z'_0} \, n \left(\frac{Q'_1}{E_B} \operatorname{senh} P_1 s + \frac{Q''_1}{E_B} \cosh P_1 s \right) e^{-jby} \frac{dz}{ds} ds \,.$$

I potenziali Q'_1 e Q''_1, che figurano in questa espressione, sono quelli stessi che risulterebbero dal calcolo delle correnti circolanti nei punti della generatrice s, nella ipotesi che fosse applicata, nel punto B in cui si vuole osservare la corrente ricevuta, la f. e. m. E_B; caso trattato nella parte I. In realtà però, in ricezione, occorre soltanto conoscere i rapporti $\dfrac{Q'_1}{E_B}$ e $\dfrac{Q''_1}{E_B}$.

XII. - Altezze elettrica e magnetica delle bobine.

28. - Ammesso che siano calcolati separatamente i potenziali anzidetti Q'_1 e Q''_1, per ottenere gli effetti complessivi tanto in trasmissione che in ricezione si dovranno integrare la [57] e la [55] tra $-\dfrac{a}{2}$ e $+\dfrac{a}{2}$.

Poniamo a questo scopo:

$$[58] \quad \begin{aligned} h' &= -\frac{jn}{2 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} e^{-jby} \operatorname{senh} P_1 s \frac{dz}{ds} ds \\ h'' &= +jn \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} e^{-jby} \cosh P_1 s \frac{dz}{ds} ds \,. \end{aligned}$$

Ricordando poi le [15] e le [18], e cioè:

$$-\frac{Q''_1}{z'_0} = I_m \qquad \frac{Q'_1}{z'_0} = \frac{I_{tm}}{2 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}},$$

otteniamo:

[59]
$$E = E' + E'' = \frac{\varrho_0}{\lambda} h' I_{tm} + \frac{\varrho_0}{\lambda} h'' I_m$$
$$I_B = I'_B + I''_B = -jF_0 h' \frac{I_{tm}}{E_B} - jF_0 h'' \frac{I_m}{E_B}.$$

Risulta da queste relazioni che le grandezze E ed I_B comprendono due parti, una elettrica ed una magnetica, alle quali contribuiscono, come fattori essenziali, sia le due cariche elettrica I_{tm} e magnetica I_m, sia le due altezze h' ed h'' che possono perciò chiamarsi rispettivamente *altezza elettrica* e *altezza magnetica* della bobina. Vedremo in seguito che le due parti suddette contribuiscono rispettivamente all'effetto di antenna (adirezionale-elettrico) ed all'effetto di telaio (direzionale-magnetico) della bobina.

29. - *Caso di un telaio ideale ed elementare.*

Nella trattazione elementare si considera il telaio privo di capacità verso terra. Ora, l'ipotesi $k_t = 0$ porta immediatamente $P_1 = 0$; di conseguenza le [58] diventano:

[60]
$$h' = 0$$
$$h'' = jn \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} e^{-j\frac{2\pi y \cos\varphi}{\lambda}} \frac{dz}{ds} ds,$$

e le [59]:

[61]
$$E = E'' = \frac{\varrho_0}{\lambda} h'' I_m$$
$$I_B = I''_B = -jF_0 h'' \frac{I_m}{E_B}.$$

L'ipotesi $k_t = 0$ esclude dunque l'esistenza della componente elettrica $h' I_{tm}$ e questa constatazione costituisce una prova evidente della insostenibilità di tale ipotesi. Essa giustifica solo la h'', della quale si può facilmente avere l'espressione approssimata:

[62]
$$h'' = \frac{2\pi n S}{\lambda} \cos\varphi = h_t \cos\varphi,$$

in cui, essendo S l'area di una spira, la grandezza:

[63] $$h_t = \frac{2\pi n S}{\lambda}$$

è la cosiddetta *altezza efficace* od *equivalente* del telaio, che si trova nella teoria elementare, nella quale trascurando anche la k_s, si ammette che la corrente I_m sia costante lungo tutto il telaio.

È facile poi dedurre dalla seconda delle [61] che la $-jF_0 h''$ è la f. e. m. agente lungo il telaio, dovuta al campo incidente F_0. Trascurando dunque la k_t e la k_s si trovano per la f. e. m. agente sul telaio, delle relazioni identiche a quelle che forniscono le stesse grandezze per un mezzo dipolo verticale elementare di altezza h'', il quale sia percorso dalla corrente $-jI_m$ in trasmissione e sia soggetto al campo $-jF_0$ in ricezione.

30. - Per il caso dei telai reali con k_s e k_t diverse da zero, occorre trattare la valutazione degli integrali [58].

Ricordando che $\operatorname{senh} x = \frac{e^{+x} - e^{-x}}{2}$ e $\cosh x = \frac{e^{+x} + e^{-x}}{2}$, essi si possono scrivere nella forma:

[64] $$j\,\frac{2\,h' \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}}{na} = \frac{1}{2}(T_1 - T_2)$$
$$j\,\frac{h''}{na} = -\frac{1}{2}(T_1 + T_2)\,,$$

in cui:

[65] $$T_{1,2} = \frac{1}{2}\int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} e^{\pm P_1 s - jby}\,\frac{dz}{ds}\,ds\,.$$

Il calcolo degli integrali [65] è stato, per alcune forme di telaio, considerato nella memoria U.R.S.I. già citata, con la variante che in essi ($U_{1,2}$) l'integrazione è fatta tra 0 ed a, anzichè tra $-\frac{a}{2}$ e $+\frac{a}{2}$. La relazione che lega i due integrali è quindi:

[66] $$T_{1,2} = e^{\mp P_1 \frac{a}{2}}\, U_{1,2}\,.$$

31. - Le formule generali si sono applicate alle forme più usuali di telai ottenendo i seguenti risultati:

Telaio circolare (fig. 7).

Ponendo:

[67] $\nu = \pm P_1 \frac{a}{2\pi}$ [68] $\eta = \frac{a}{\lambda} \cos \varphi$

risulta:

[69] $$T_{1,2} = \frac{e^{-\pi\nu}}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\nu\psi - j\eta \operatorname{sen} \psi} \operatorname{sen} \psi \, d\psi ,$$

essendo $\psi = \theta + \pi$.

Per passare alla valutazione numerica di questi integrali, è bene ricordare che per le [24] e [26] è:

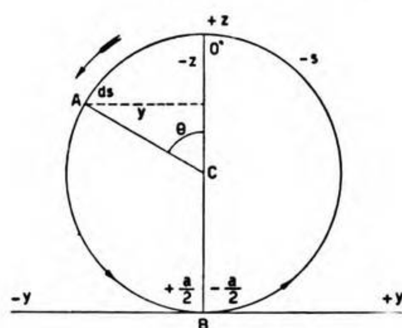


Fig. 7. — Telaio circolare.

[70] $$\nu = \pm P_1 \frac{a}{2\pi} = \pm \frac{1}{\pi} (\alpha_1 + j\beta_1)$$

in cui:

$$\beta_1 = \frac{\pi a}{\lambda} \delta_1 = \frac{\pi^2 D}{\lambda} \delta_1 .$$

D'altronde è $\eta = \frac{D}{\lambda} \cos \varphi$ cosicchè i valori di $T_{1,2}$ dipendono esclusivamente da quelli delle costanti numeriche $\frac{D}{\lambda}$, δ_1, α_1, φ.

Per la valutazione degli integrali [69] l'I. N. A. C. ha calcolate apposite serie, rapidamente convergenti, mediante le quali detti integrali sono computabili per tutti i valori dei vari parametri. Dalle tabelle calcolate si sono successivamente dedotti i rapporti $\frac{h'}{h_g}$ ed $\frac{h''}{h_t \cos \varphi}$ essendo $h_t = \frac{2\pi n S}{\lambda}$ l'altezza efficace del telaio secondo la [63] ed $h_g = nD$ l'altezza geometrica complessiva del telaio (fig. 8 e 9).

Per mettere meglio in evidenza l'influenza della α_1 — attenuazione lungo mezza spira — secondo la costante P_1, e della d_1 — rapporto delle velocità — secondo la P_1, si sono considerati valori piuttosto alti di α_1 e di δ_1, e cioè $\alpha_1 = 0{,}05$ e $\delta_1 = 1$ ed $1{,}2$.

Risulta dai grafici delle figure 8 e 9 che all'aumentare della frequenza usata, cioè al crescere del rapporto $\frac{D}{\lambda}$, la $\frac{h'}{h_g}$ aumenta, la $\frac{h''}{h_t \cos \varphi}$ diminuisce e si manifesta una dipendenza sempre più accentuata di tali rapporti dall'azimut φ.

La α_1 ha una influenza trascurabile, dato che essa riesce appena sensibile malgrado che siasi considerato il valore $\alpha_1 = 0{,}05$, molto più grande di quelli che normalmente si incontrano in pratica.

L'influenza della δ_1 è più complessa; essa sembra produrre di massima come un allungamento della spira, ma tale allungamento va aumentando rapidamente al crescere della frequenza; cominciando coll'essere pressochè insensibile pei piccoli valori di $\frac{D}{\lambda}$ $\left(\text{fino a circa } \frac{D}{\lambda} = 0{,}03,\right.$ $\left.\text{cioè } \beta_1 = 0{,}3\right)$ e giungendo ad essere proporzionale al valore della δ_1 all'incirca per $\frac{D}{\lambda}\,\delta_1 \cong \frac{1}{2\pi}$ $\left(\text{curve } \frac{D}{\lambda} = 0{,}1325,\ \delta_1 = 1{,}2 \text{ e } \frac{D}{\lambda} = 0{,}1592,\right.$ $\left.\delta_1 = 1\right)$ cioè per $\beta_1 = \frac{\pi}{2}$; essendo poi più che proporzionale a δ_1 per valori di $\beta_1 > \frac{\pi}{2}$.

È però da tenere presente che per valori così elevati di β_1 le relazioni che si sono qui applicate non sono più rigorose, come si è già osservato a proposito della frequenza propria delle bobine. Devesi perciò ritenere solo come acquisito, dai calcoli di cui trattasi, che l'altezza elettrica aumenta, mentre quella magnetica diminuisce, al crescere della frequenza, almeno fin verso le prime frequenze di risonanza di tensione.

Una integrazione per serie di più lenta convergenza, ma sufficente per molte applicazioni, può ottenersi sviluppando l'esponenziale $e^{-j\eta \operatorname{sen} \psi}$ dell'integrale [69].

Così si ottiene facilmente:

$$h' = \frac{jh_g}{2\,(1+\nu^2)}\,S_1 \qquad h'' = h_t \cos\varphi\,\frac{4}{4+\nu^2}\cdot\frac{\operatorname{senh} P_1\frac{a}{2}}{P_1\frac{a}{2}}\,S_2\,,$$

nelle quali $h_g = n2R$ è l'altezza geometrica complessiva del telaio, $h_t = \frac{2\pi nS}{\lambda}$ ne è l'altezza efficace ed S_1 ed S_2 sono le due serie:

[71]

$$S_1 = 1 - \frac{3\,\eta^2}{9+\nu^2} + \frac{5\,\eta^4}{(9+\nu^2)\,(25+\nu^2)} - \\ - \frac{7\,\eta^6}{(9+\nu^2)\,(25+\nu^2)\,(49+\nu^2)} + \ldots$$

$$S_2 = 1 - \frac{2\,\eta^2}{16+\nu^2} + \frac{3\,\eta^4}{(16+\nu^2)\,(36+\nu^2)} - \\ - \frac{4\,\eta^6}{(16+\nu^2)\,(36+\nu^2)\,(64+\nu^2)} + \ldots$$

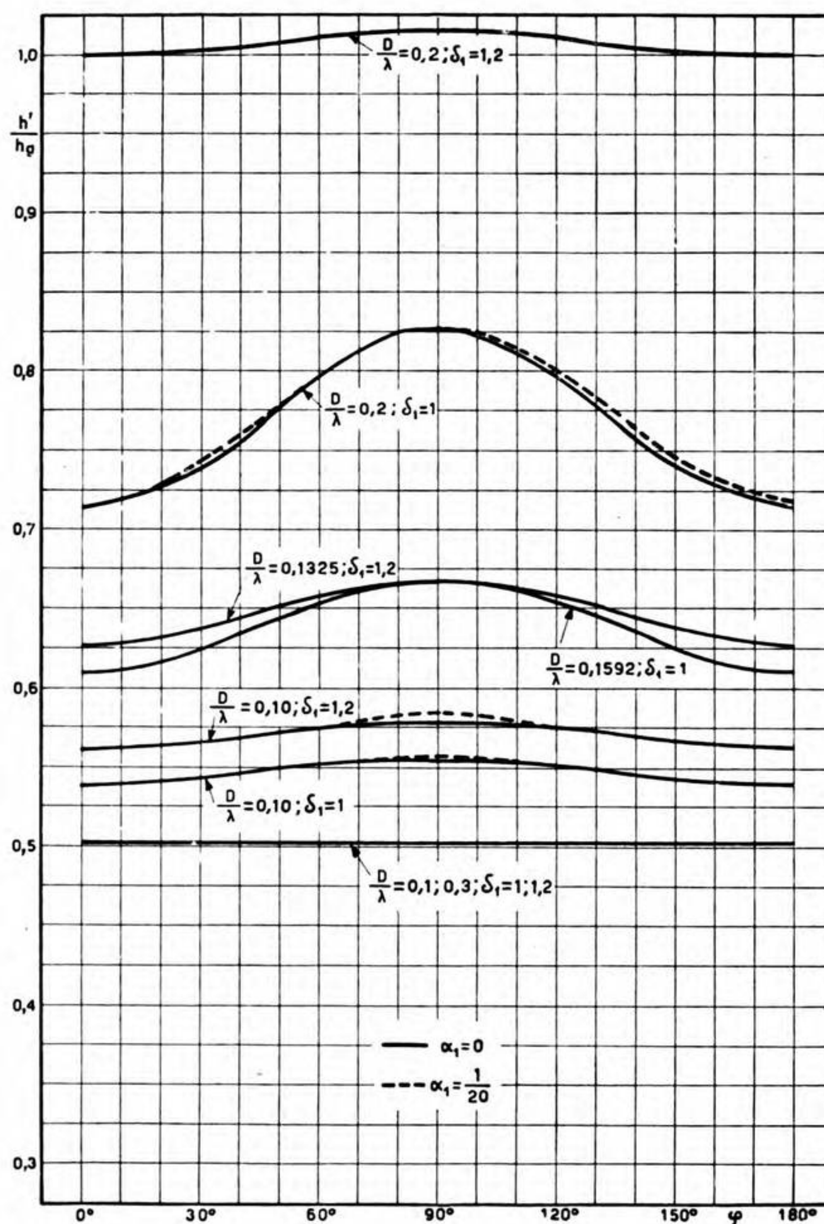


Fig. 8. — Valori calcolati di $\frac{h'}{h_g}$ in funzione dell'azimut φ.

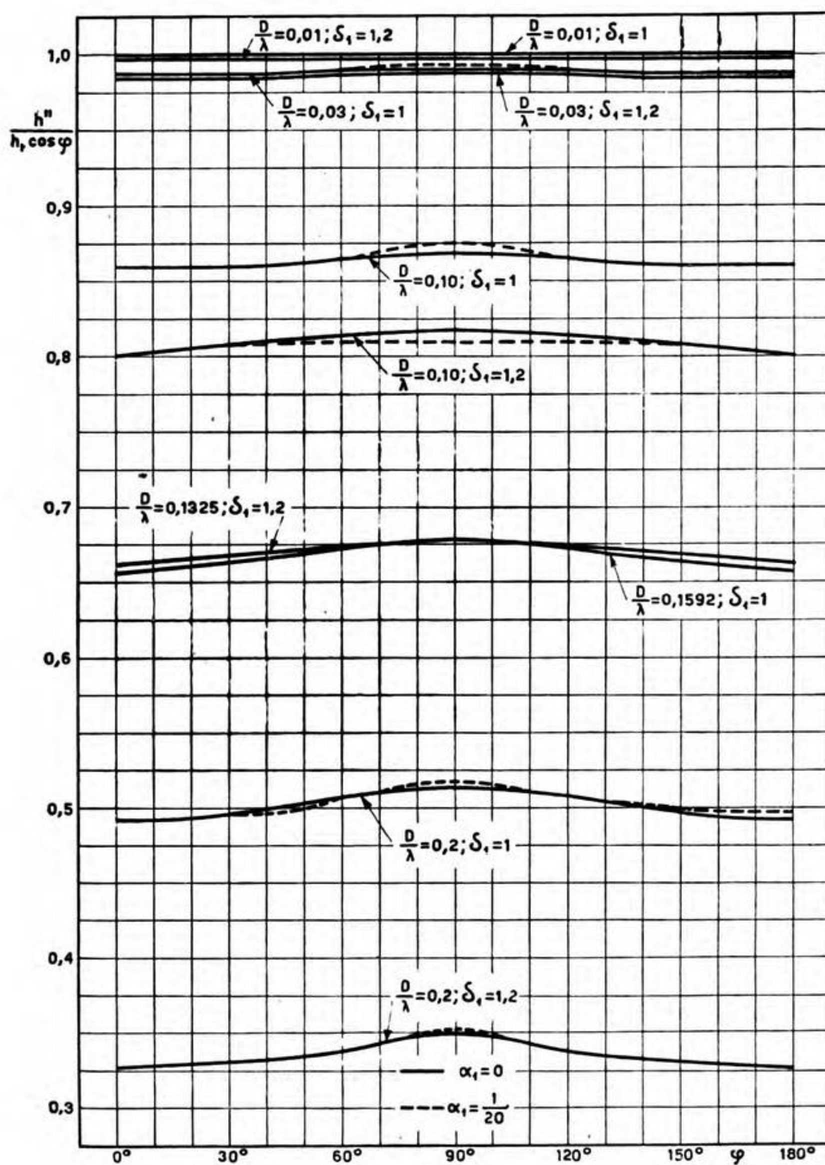


Fig. 9. — Valori calcolati di $\frac{h''}{h_t \cos \varphi}$ in funzione dell'azimut φ.

Per frequenze non troppo elevate si ottiene facilmente:

[72] $$h' = \frac{h_g}{2}$$ [73] $$h'' = h_t \cos \varphi \, .$$

32. - Telai poligonali:

A) *Telaio trapezoidale* (fig. 10).

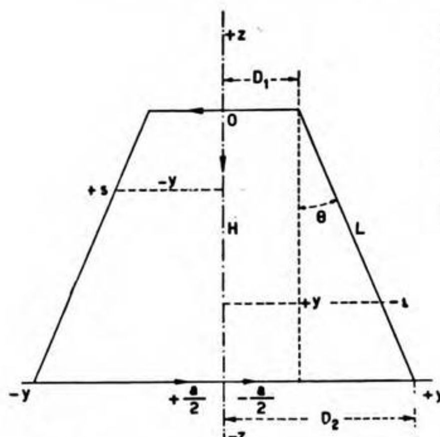


Fig. 10. — Telaio trapezoidale.

Riferendoci alla figura ed indicando con:

[74] $$a = 2\,D_1 + 2\,D_2 + 2L$$

il perimetro, dalla [65] si deduce facilmente:

[75] $$T_{1,2} = \frac{-4\cos\theta}{(jb \operatorname{sen}\theta \pm P_1)\,a} \cdot \operatorname{senh}\left[(jb \pm P_1)\,D_1 + (jb \operatorname{sen}\theta \pm P_1)\frac{L}{2}\right] \cdot \operatorname{senh}\,(jb \operatorname{sen}\theta \pm P_1)\frac{L}{2} \, .$$

B) *Telaio triangolare isoscele.*

Dalla [75], posto $D_1 = 0$, si trova per questo caso:

[76] $$T_{1,2} = \frac{-4\cos\theta}{(jb \operatorname{sen}\theta \pm P_1)\,a} \operatorname{senh}^2 (jb \operatorname{sen}\theta \pm P_1)\frac{L}{2} \, .$$

Quando il rapporto $\frac{a}{\lambda}$ sia abbastanza piccolo, come nei casi più usuali, perchè il senh possa essere sostituito dall'arco, si ricava, a calcoli fatti:

[77] $$h' \cong \frac{jnH}{2\,(1 + \operatorname{sen}\theta)} = \frac{jh_g}{2\,(1 + \operatorname{sen}\theta)}$$

[78] $$h'' \cong \frac{2\pi n S}{\lambda}\cos\varphi = h_t \cos\varphi \, .$$

È interessante notare che l'altezza elettrica del triangolo diminuisce al crescere di θ, cioè col diminuire dell'altezza di fronte al perimetro, come è fisicamente giustificabile.

C) Telaio rettangolare.

Facendo nella [75] $\theta = 0$ si trova per questo caso :

[79] $$T_{1,2} = \frac{-4 \operatorname{senh} P_1 \frac{H}{2}}{P_1 a} \operatorname{senh}\left(jbD_1 \pm P_1 \frac{a}{4}\right),$$

dalla quale si ricava per le altezze h' ed h'':

[80] $$h' = j \frac{na \operatorname{senh} P_1 \frac{H}{2}}{2 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}} \cos bD_1 \frac{\operatorname{senh} P_1 \frac{a}{4}}{P_1 \frac{a}{4}}$$

$$h'' = na \operatorname{senh} P_1 \frac{H}{2} \operatorname{sen} bD_1 \frac{\cosh P_1 \frac{a}{4}}{P_1 \frac{a}{4}}.$$

Quando l'onda sia sufficentemente lunga per poter sostituire l'arco al seno, si ottiene facilmente:

$$h' \cong j \frac{nH}{2} \cong j \frac{h_g}{2} \qquad h'' \cong 2\, nHD_1 b = \frac{2\pi\, nS}{\lambda} \cos\varphi = h_t \cos\varphi .$$

D) Telaio romboidale (fig. 11).

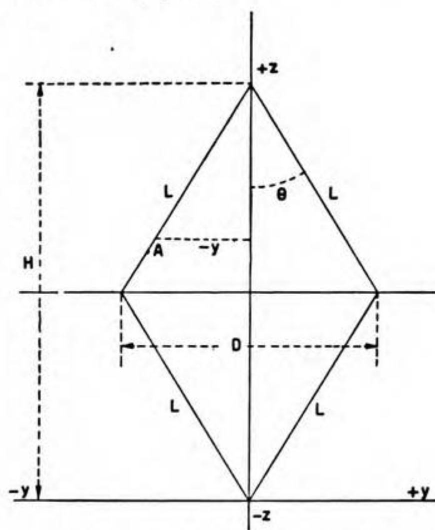


Fig. 11. — Telaio romboidale.

Detto L il lato e θ il semiangolo al vertice in alto, si ottiene, dalla [65]:

[81]
$$T_{12} = -\cos\theta \frac{\operatorname{senh}\frac{L}{2}(\pm P_1 - jb \operatorname{sen}\theta)}{L(\pm P_1 - jb \operatorname{sen}\theta)} \operatorname{senh}\frac{L}{2} \cdot$$
$$\cdot (\pm 3 P_1 + jb \operatorname{sen}\theta) - \cos\theta \frac{\operatorname{senh}^2 \frac{L}{2}(\pm P_1 + jb \operatorname{sen}\theta)}{L(\pm P_1 + jb \operatorname{sen}\theta)}.$$

Quando si possa sostituire l'arco al senh si ottiene:

[82]
$$T_{1,2} = \frac{L}{2}\cos\theta\,(-jb \operatorname{sen}\theta \mp 2 P_1)$$

ed essendo $a = 4\,L$:

[83]
$$h' = j\,\frac{nH}{2} = j\,\frac{h_g}{2}$$
$$h'' = \frac{2\pi}{\lambda}\cos\varphi \cdot 2nL^2 \cdot \operatorname{sen}\theta\cos\theta = \frac{2\pi n S}{\lambda}\cos\varphi = h_t\cos\varphi$$

come per il rettangolo e per il cerchio.

XIII. - Effetti di antenna e di telaio.

33. - Le altezze h' ed h'' considerate finora caratterizzano uno dei fattori dei due termini elettrici e magnetici, quello cioè dovuto alla forma ed alle dimensioni del telaio, mentre l'altro fattore, dovuto al circuito eccitatore, è caratterizzato dai potenziali Q'_1 e Q''_1 ovvero dalle correnti I_{tm} ed I_m. I quattro fattori sopracitati sono infatti combinati nell'effetto complessivo dato dalle [59], che qui riportiamo:

$$E = \frac{\varrho_0}{\lambda}(h'\,I_{tm} + h''\,I_m)$$

$$I_B = -j\,\frac{F_0}{E_B}(h'\,I_{tm} + h''\,I_m)\,.$$

È interessante vedere, almeno in un caso semplice ed usuale, in quale rapporto stanno i due termini elettrico e magnetico racchiusi tra parentesi. Cercheremo quindi una espressione concreta per il rapporto $\frac{h'\,I_{tm}}{h''I_m}$ cioè tra i due termini suddetti, che chiameremo rispettivamente effetto di antenna E_A ed effetto di telaio E_T, rispettivamente per un telaio con e senza il punto di mezzo a terra, eccitato da un circuito simmetrico.

A tale scopo cominciamo coll'osservare che dalle [15], [18] e [64] risulta:

$$h' I_{tm} = j \frac{na}{4 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}} (T_2 - T_1) \frac{2 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2}}{z'_0} Q'_1 =$$

[84]
$$= j \frac{na}{2 z'_0} (T_2 - T_1) Q'_1$$

$$h'' I_m = - j \frac{na}{2 z'_0} (T_2 + T_1) Q''_1 ;$$

e quindi:

[85]
$$\frac{E_A}{E_T} = \frac{h' I_{tm}}{h'' I_m} = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} \cdot \frac{Q'_1}{Q''_1} .$$

Osserviamo ora che il rapporto $\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2}$ varia con la forma del telaio e dovrà essere calcolato con le relazioni già trovate.

Nei casi concreti, per poter ragionare su di una grandezza indipendente dall'angolo azimutale φ, converrà considerare il rapporto tra il massimo effetto di antenna $E_{A\,max}$ ed il massimo effetto di telaio $E_{T\,max}$. Il primo si ha per $\varphi = \frac{\pi}{2}$, mentre il secondo si ha per $\varphi = 0$.

Indichiamo poi con $\gamma = \frac{(T_1 - T_2)_{\varphi = \pi/2}}{(T_1 + T_2)_{\varphi = 0}}$ e con χ il rapporto $\chi = \frac{E_{A\,max}}{E_{T\,max}}$ ed utilizziamo le relazioni [38] per calcolare il rapporto $\frac{Q'_1}{Q''_1}$. Otteniamo così:

[86]
$$\chi = \frac{\gamma n \, z'_0 \, (z_2 - z_1) \operatorname{sen} \beta_1}{\varepsilon_3 \, z'_0 \, (z_2 + z_1) \cos \beta_1 + j \, 2 \, \varepsilon_4 \, z_1 \, z_2 \operatorname{sen} \beta_1} .$$

Lo stesso rapporto vale pel caso del telaio col centro isolato anzichè a terra, sostituendo ε_3 con ε_1 ed ε_4 con n.

Risulta intanto che il rapporto si annulla in entrambi i casi, cioè cessa l'effetto di antenna, se gli estremi dei telai sono esattamente equilibrati ($z_2 = z_1$) oppure se essi sono perfettamente isolati ($z_1 \cong z_2 \cong \infty$) .

Negli altri casi il rapporto stesso può assumere aspetti molto diversi tra loro, secondo la grandezza e la fase delle z_1 e z_2 rispetto alla z'_0, secondo il numero delle spire, dal quale dipendono le varie ε, ed in relazione all'onda di eccitazione.

Per meglio discutere la [86] poniamo $y_1 = \frac{1}{z_1}$ e $y_2 = \frac{1}{z_2}$; essa diventa:

per il telaio isolato:

[87] $$\chi_i = \frac{2nj\, z'_0\, \gamma\, (y_1 - y_2) \operatorname{tang} \beta_1}{\varepsilon_1 z'_0 (y_1 + y_2) + j2n \operatorname{tang} \beta_1},$$

per il telaio col centro a terra:

[88] $$\chi_t = \frac{2nj\, z'_0 (y_1 - y_2)\, \gamma \operatorname{tang} \beta_1}{\varepsilon_3 z'_0 (y_1 + y_2) + j2\, \varepsilon_4 \operatorname{tang} \beta_1}.$$

34. - Possiamo ora ricavare qualche indicazione sul modo di ridurre, per quanto possibile, l'effetto di antenna, cioè il rapporto χ.

Osserviamo infatti come secondochè prevalgono i primi od i secondi termini dei due denominatori si ottiene rispettivamente $\frac{\chi_t}{\chi_i} \cong \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_3}$ oppure $\frac{\chi_t}{\chi_i} \cong \frac{n}{\varepsilon_4}$.

Ora, l'esame delle [29] e [31] mostra che per i telai di 2 e 4 spire, il rapporto $\frac{n}{\varepsilon_4}$ è di molto inferiore al rapporto $\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_3}$, perchè il primo vale approssimativamente $-2\beta_1^2$ pel telaio a 2 spire e $-8\beta_1^2$ pel telaio a 4 spire, mentre il rapporto $\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_3}$ vale all'incirca $\frac{1}{2}$ sia per 2 che per 4 spire; e d'altra parte $2\beta_1^2$ e $8\beta_1^2$ sono di gran lunga minori di $\frac{1}{2}$ e sempre molto piccoli in valore assoluto. La messa a terra del punto centrale risulta dunque essere un provvedimento molto efficace per ridurre il rapporto $\chi = \frac{E_A}{E_t}$ tra effetto di antenna ed effetto di telaio, purchè però essa sia effettuata nelle condizioni in cui prevale il secondo termine del denominatore della [86] e cioè quando sia in valore assoluto:

$$y_1 + y_2 \ll \frac{2\, \varepsilon_4 \operatorname{tang} \beta_1}{z'_0\, \varepsilon_3}.$$

Sostituendo ora ε_4 con i valori approssimati $-\frac{1}{\beta_1^2}$ e $-\frac{1}{2\beta_1^2}$, secondochè trattasi di 2 o di 4 spire, ε_3 con il valore approssimato 2, e $\operatorname{tang} \beta_1$ con β_1, il secondo membro diventa, in valore assoluto, rispettivamente:

$$\frac{1}{z'_0 \beta_1} \cong \frac{1}{\sqrt{\frac{l}{k_t}}\, \omega \sqrt{l k_t \frac{a}{2}}} = \frac{2}{\omega l a} = \frac{4}{\omega L_B} \quad \text{per 2 spire,}$$

$$\frac{1}{2\beta_1 z'_0} = \frac{1}{\omega l a} = \frac{4}{\omega L_B} \quad \text{per 4 spire.}$$

La condizione che rende efficace la messa a terra del punto centrale per ridurre l'effetto d'antenna in entrambi i casi è:

[89] $$y_1 + y_2 = \frac{1}{z_1} + \frac{1}{z_2} \ll \frac{4}{\omega L_B}\,.$$

E poichè a parità di forma e di dimensioni del telaio la L_B è minore per 2 che per 4 spire, ne segue che la condizione [89] è più facilmente attuabile nel primo che nel secondo caso, tollerandosi con 2 spire un minore isolamento. La riduzione dell'effetto di antenna ottenuta col mettere il centro a terra, $2\,\beta_1^2$ per 2 spire e $8\,\beta_1^2$ per 4 spire, risulta inoltre, a parità di altre circostanze, 4 volte più forte per 2 che per 4 spire.

35. - È interessante osservare che mentre trascurando la k_t nessun effetto di antenna diventa giustificato, trascurando invece la k_s i risultati, per quanto riguarda l'effetto di antenna, si scostano poco da quelli ottenuti tenendone conto.

Infatti, in questo secondo caso ($k_s = 0$), il rapporto $\frac{\chi_t}{\chi_i}$ risulta:

$$\frac{\chi_t}{\chi_i} = \frac{z'_0\,(z_1 + z_2) + 2\,z_1\,z_2 \operatorname{tangh} P_1 \frac{na}{2}}{z'_0\,(z_1 + z_2) \operatorname{tangh} P_1 \frac{na}{2} + 2\,z_1\,z_2} \operatorname{tangh} P_1 \frac{na}{4}\,,$$

e se l'isolamento è tale che sia $z_1 \cong z_2 \cong \infty$ il rapporto tende a:

$$\lim \frac{\chi_t}{\chi_i} = \operatorname{tangh} P_1 \frac{na}{2} \operatorname{tangh} P_1 \frac{na}{4} \cong - \frac{n^2}{2}\,\beta_1^2\,.$$

Si ritrova cioè che col telaio ottimamente isolato agli estremi, la messa a terra del punto centrale riduce l'effetto di antenna press'a poco nel rapporto $\frac{n^2}{2}\,\beta_1^2$, cioè moltissimo, e tanto più quanto più lunga è l'onda e quanto più piccolo è il numero di spire.

Quest'ultimo risultato, cambiando β_1 con w, si ottiene anche dalla teoria delle bobine con molte spire.

XIV. - Effetti di senso e loro origine.

36. - Scrivendo $y_1 = G_1 + j\omega C_1$ e $y_2 = G_2 + j\omega C_2$, sostituendo $\beta_1\,z'_0 = \omega\,\sqrt{lk_t}\,\frac{a}{2}\cdot\sqrt{\frac{l}{k_t}} = \frac{\omega L_B}{2n}$ e ponendo approssimativamente, sempre che le onde adoperate siano sufficentemente lunghe:

$$\delta_1 \cong 1 \quad \operatorname{tang} \beta_1 = \beta_1 \quad \varepsilon_{32} = 2 = \varepsilon_{34} \quad \varepsilon_{42} = -\frac{1}{\beta_1^2} \quad \varepsilon_{44} = -\frac{1}{2\beta_1^2}\,,$$

la [88] diventa rispettivamente per 2 e per 4 spire:

$$\chi_{t2} \cong \frac{\frac{\omega L_B}{2}\beta_1 \left[(G_2 - G_1) + j\omega (C_2 - C_1)\right]}{1 - \frac{\omega^2 L_B}{4}(C_2 + C_1) + j\frac{\omega L_B}{4}(G_2 + G_1)}$$

[90]

$$\chi_{t4} \cong \frac{\omega L_B \beta_1 \left[(G_2 - G_1) + j\omega (C_2 - C_1)\right]}{1 - \frac{\omega^2 L_B}{4}(C_2 + C_1) + j\frac{\omega L_B}{4}(G_2 + G_1)}.$$

Risulta così che quando si rendono trascurabili le componenti conduttive G_1 e G_2 delle ammettenze terminali del telaio avente il centro a terra, l'effetto di antenna risulta in quadratura con quello di telaio, il rapporto χ_t divenendo proporzionale alla differenza $j\omega (C_2 - C_1)$. Ove invece fossero sensibili le componenti G_1 e G_2 ne deriverà, oltre all'effetto di antenna dipendente dalla differenza $C_2 - C_1$, una componente in fase dell'effetto di antenna con quello del telaio.

Ora, in radiogoniometria le componenti in fase con l'effetto di telaio producono uno spostamento degli zeri, cioè un errore di rilevamento, compensabile solo col rovesciamento del telaio; nelle applicazioni radiogoniometriche, conviene quindi ridurre per quanto possibile la componente $G_1 - G_2$ di fronte a quella $C_1 - C_2$.

Nei radiogoniometri, in cui gli estremi del telaio sono collegati (uno solo od entrambi) alle griglie di tubi elettronici, le G_1 e G_2 e le C_1 e C_2 sono quelle dei detti tubi elettronici.

È perciò importante rilevare come la riduzione dell'effetto di antenna ottenibile con la messa a terra del centro del telaio, nonchè la riduzione dell'effetto di senso dovuto al componente in fase, siano strettamente legate alle caratteristiche di ingresso dei detti tubi ed al loro modo di inserzione; e che tali riduzioni possono raggiungere valori ragguardevoli con la scelta opportuna delle costanti di cui trattasi, adottando inoltre di preferenza telai a 2 spire.

37. - A parte la ben nota efficacia della messa a terra del centro del telaio, anche le altre deduzioni teoriche sono state confermate sperimentalmente in prove di carattere qualitativo, data la difficoltà di valutare le componenti capacitative e conduttive delle impedenze terminali. Ripetute esperienze fatte con telai a 2 ed a 4 spire identiche e lavoranti sulla stessa lunghezza d'onda, hanno provato che la riduzione dell'effetto di antenna ottenibile con la messa a terra del telaio, per un dato squilibrio delle ammettenze terminali, è sensibilmente minore col telaio a 4 spire che con quello a 2 spire, e che in quello di 4 spire si manifestano più facilmente effetti di senso, non avvertiti nel telaio a 2 spire.

Le relazioni trovate, dopo le suddette conferme sperimentali, sembrano quindi suscettibili di applicazioni utili anche per scopi radiogo-

niometrici, nei limiti naturalmente di legittimità della teoria che sta alla loro base, cioè per onde non troppo corte in relazione alla lunghezza dell'avvolgimento.

XV. - Fattore di qualità delle bobine.

38. - Un'ultima applicazione della teoria qui esposta può farsi alla determinazione del così detto fattore di qualità o di bontà — o coefficente di sovratensione — della bobina, espresso dal rapporto:

$$q = \frac{V_i - V_f}{E} \qquad \text{oppure} \qquad q = \frac{V_i - V_f}{-jh'' F_0}$$

essendo V_f la d. d. p. agli estremi, E la f. e. m. agente localizzata, ed $h'' F_0$ quella distribuita, dovuta al campo incidente F_0.

Si vede subito da questa definizione che non si deve parlare di un fattore intrinseco di bontà della bobina, in quanto la $V_i - V_f$ varia secondo il modo di eccitazione e la posizione delle E, ed è generalmente distinta da quella dovuta alla f. e. m. distribuita.

Il fattore di bontà va quindi sempre riferito ad un determinato schema di funzionamento e non attribuito genericamente al telaio od alla bobina.

Questa considerazione è specialmente importante per i telai impiegati nelle misure di campo, pei quali si usa talvolta determinare il fattore di qualità per una eccitazione localizzata ed adoperarlo poi per risalire al valore della f. e. m. distribuita ed al campo incidente. Tale procedimento non è corretto, cosa che venne ripetutamente rilevata ([13]). Ma l'analisi del fenomeno non sembra del tutto chiara e razionale.

Alla discussione di questa questione si presta ottimamente la qui esposta teoria, come verrà meglio precisato in apposita nota.

Possiamo per ora accennare, ad esempio, che in un telaio di due spire avente il centro a terra attraverso due impedenze simmetriche z_2 e l'ingresso pure a terra, attraverso altre due impedenze simmetriche z_1, il fattore di bontà, per l'eccitazione $2E$ localizzata nelle z_2 e con d. d. p. rilevata agli estremi delle z_1, differisce sensibilmente da quello rilevabile con una eccitazione distribuita, dovuta ad un campo elettrico incidente F_0 e con d. d. p. rilevata agli stessi estremi delle z_1. Precisamente i due fattori si possono esprimere con le seguenti relazioni:

eccitazione distribuita:

$$q' = \frac{V_i - V_f}{jh'' F_0} = \frac{z_1 \left(z''_0 \cosh P_2 \dfrac{a}{2} + z_2 \,\mathrm{senh}\, P_2 \dfrac{a}{2} \right)}{S},$$

([13]) H. Diamond, K. A. Norton a. E. G. Lapham: On the accuracy of radio field intensity measurements at medium frequencies - Recueil des travaux U. R. S. I., 1938, V (1), p. 262.

eccitazione localizzata:

$$q'' = \frac{V_i - V_f}{2E} = \frac{z_1\left(z''_0 \cosh P_1 \frac{a}{2} \cosh P_2 \frac{a}{2} - z'_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2} \operatorname{senh} P_2 \frac{a}{2}\right)}{S},$$

in cui:

$$S = 2z'_0 z''_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2} \cosh P_2 \frac{a}{2} + 2 z_1 z_2 \cosh P_1 \frac{a}{2} \operatorname{senh} P_2 \frac{a}{2} +$$

$$+ (z_1 + z_2)\left(z''_0 \cosh P_1 \frac{a}{2} \cosh P_2 \frac{a}{2} + z'_0 \operatorname{senh} P_1 \frac{a}{2} \operatorname{senh} P_2 \frac{a}{2}\right).$$

Quando le due d. d. p. $V_i - V_f$ sono uguali, esse corrispondono a due eccitazioni che stanno nel rapporto:

$$\frac{jh'' F}{2E} = \frac{1 - \frac{z'_0}{z''_0} \operatorname{tangh} P_1 \frac{a}{2} \operatorname{tangh} P_2 \frac{a}{2}}{1 + \frac{z_2}{z''_0} \operatorname{tangh} P_2 \frac{a}{2}} \cosh P_1 \frac{a}{2} \cong$$

$$\cong \frac{1 + \frac{z'_0}{z''_0} \operatorname{tang} \beta_1 \operatorname{tang} \beta_2}{1 + j\frac{z_2}{z''_0} \operatorname{tang} \beta_2} \cos \beta_1 .$$

Risulta così che il rapporto dipende, oltre che dalla frequenza, anche dal valore e dal tipo della z_2: per z_2 induttiva ($z_2 = j\omega L_2$) la $h'' F_0$ risulta sensibilmente maggiore della $2E$ localizzata che dà la stessa d. d. p. agli estremi.

Ponendo $z_2 = 0$ e $z_1 = \infty$ si può calcolare la frequenza propria di risonanza della bobina, che risulta essere quella che annulla il coefficente $1 + \frac{z'_0}{z''_0} \operatorname{tangh} P_1 \frac{a}{2} \operatorname{tangh} P_2 \frac{a}{2} = \varepsilon_{22}$, come già abbiamo trovato al paragrafo 21. Per questa frequenza il rapporto $\frac{h''F}{2E}$ è circa 2, cioè molto lontano dall'unità che si assume in taluni misuratori di campo.

Ringrazio il professore Latmiral per le riuscite verifiche sperimentali e l'Istituto per le Applicazioni del Calcolo del C. N. R. per la sua valida collaborazione matematica.

Roma - Direzione Superiore Studi ed Esperienze del Genio Militare.

LETTERE AL DIRETTORE

Su un amplificatore per corrente continua a ponte.

È comparsa recentemente in questa rivista una nota (1) *intorno ad un circuito a ponte usato come amplificatore per corrente continua, consistente in un normale ponte di Wheatstone a resistenze, di cui un lato sia costituito da un triodo.*

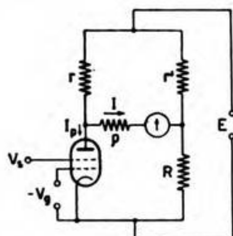


Fig. 1. — Schema dell'amplificatore per corrente continua a ponte.

Offre qualche interesse estendere lo studio al caso nel quale il triodo sia sostituito da un tubo a griglia schermante, per esempio un tetrodo. Si può dimostrare analiticamente e confermare sperimentalmente che tale dispositivo presenta il vantaggio di una maggiore sensibilità rispetto al semplice ponte a triodo.

Con le notazioni della figura 1, dall'espressione analitica della caratteristica del tetrodo:

$$I_k = I_p + I_s = K\left(-V_g + \frac{V_s}{\mu_s} + \frac{V_p}{\mu_p}\right)^{\frac{3}{2}}$$

(nella quale sono I_k, I_s, I_p le correnti catodica, di schermo, di placca, $-V_g$, V_s, V_p le tensioni di griglia, di schermo, di placca, μ_s, μ_p i coefficienti di amplificazione del tubo fra la griglia di comando e, rispettivamente, la griglia schermo e la placca) si può ricavare, considerando che $\mu_p >> \mu_s$, la relazione:

$$[1] \qquad I = \frac{S\,V_g + \dfrac{r'}{r\,(r'+R)}\,E - \dfrac{S}{\mu_s}\,V_s}{1 + \dfrac{\varrho}{r} + \dfrac{r'\,R}{r\,(r'+R)}}\;;$$

(1) L. Sponzilli: Amplificatore per corrente continua a ponte - A. F., 1940, IX, p. 59.

S, transconduttanza di placca, e μ_s sono legati dalla seguente equazione della caratteristica di placca:

$$I_p = S\left(-V_g + \frac{V_s}{\mu_s}\right).$$

Se il ponte è equilibrato, cioè se è $I = 0$, in assenza di tensione esterna applicata alla griglia ($V_g = 0$) deve essere soddisfatta la condizione:

$$\frac{r'}{r\,(r' + R)}\,E = \frac{S}{\mu_s}\,V_s \qquad [2]$$

(ciò che può essere ottenuto praticamente per esempio agendo sulla resistenza r, variabile).

Ponendo per semplicità $r' = R$, la [1] diventa:

$$I = \frac{S\,V_g}{1 + \frac{\varrho}{r} + \frac{R}{2r}} \qquad [3]$$

e la [2]:

$$\frac{E}{2r} = \frac{S}{\mu_s}\,V_s. \qquad [4]$$

Affinchè siano soddisfatte entro certi limiti le due condizioni di sensibilità e linearità del dispositivo, occorre che S sia grande e costante (nell'intervallo dei valori di V_g entro il quale si vuole usare il dispositivo) e che il denominatore $1 + \frac{\varrho}{r} + \frac{R}{2r}$ sia piccolo.

Poichè ϱ (resistenza dello strumento indicatore) si considera come un dato sul quale non è possibile influire, la condizione di una buona sensibilità è soddisfatta con alti valori di r e bassi valori di R.

Per aumentare r, dovendosi soddisfare la [4] (condizione di equilibrio del ponte in assenza di tensioni applicate), e poichè $\frac{S}{\mu_s}$ è un dato del tubo, deve essere E grande e V_s piccola. Ma la tensione E non può oltrepassare certi limiti, e così pure V_s non può essere troppo ridotta, perchè altrimenti il funzionamento del tubo si porta su caratteristiche curve, ove non è più soddisfatta la condizione della linearità.

Osserviamo qui incidentalmente che le due condizioni richieste (sensibilità e linearità) sono in un certo senso in opposizione e bisogna cercare una soluzione di compromesso secondo gli scopi pratici dell'apparecchio.

Come si è accennato, un aumento della sensibilità può essere anche ottenuto diminuendo R. Ma pure in questo caso non si possono oltrepassare certi limiti per evitare un'eccessiva dissipazione di energia nelle resistenze R, per parte della sorgente che fornisce la E.

In pratica, non potendosi aumentare troppo r nè diminuire troppo R,

il rapporto $\frac{R}{r}$ *non assume generalmente valori molto inferiori ad 1. Possiamo scrivere quindi la* [3] *sotto la forma:*

$$I > \frac{S\,V_g}{1{,}5 + \frac{\varrho}{r}} . \qquad [5]$$

Per confrontare il ponte a tetrodo con quello a triodo, ricordiamo la formola dedotta per quest'ultimo:

$$I = \frac{S\,V_g}{2 + \frac{\varrho}{r} + \frac{\varrho}{R}} \qquad [6]$$ (*R resistenza interna del triodo*)

e paragoniamola alla [5].

Qualora si usino strumenti con piccole resistenze interne, sono trascurabili i termini contenenti ϱ, *ed a parità di transconduttanza S per il triodo ed il tetrodo, già appare il vantaggio dell'uso di quest'ultimo. Se invece* ϱ *non è trascurabile rispetto alle altre resistenze del ponte (certi registratori hanno resistenze dell'ordine di varie decine di migliaia di ohm), poichè il denominatore della* [6] *contiene in più della* [5] *il termine non trascurabile* $\frac{\varrho}{R}$, *il vantaggio del ponte a tetrodo appare anche più rilevante.*

Come esempio di ponte a tetrodo, citiamo l'applicazione fatta con un tubo E 452 T, e con i valori: $r = 35\,900\ \Omega$; $R = r' = 20\,000\ \Omega$; ϱ *trascurabile rispetto a r ed a R;* $E = 280\ V$; $V_s = 100\ V$.

Se si vuole un circuito che funzioni entro i limiti della corrente $I = 0 \div 1\ mA$, *la pendenza media della caratteristica di placca in quell'intervallo di valori è* $S = 2\ mA/V$. *Applicando la formola* [3], *si trova* $I = 1{,}56\ V_g$.

Il grafico di taratura del ponte, ricavato sperimentalmente, è praticamente rettilineo, ed ha la pendenza media 1,47 mA/V, che offre una discreta concordanza col valore calcolato 1,56 mA/V, tenuto conto delle diverse cause di errore.

LUIGI SPONZILLI.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

G. Pasqualini — **L'elettroacustica applicata alla liuteria.** (Pubbl. I. N. E. A. C., 1940, 20, pag. 1-48, con 17 fig.).

Il problema delle proprietà acustiche degli strumenti ad arco del gruppo del violino presenta un grande interesse, perchè probabilmente è dall'esame di queste proprietà che si può risalire ai veri e propri pregi caratteristici del suono degli strumenti.

La forma del violino, cui si giunse attraverso a secolari esperienze di sapienti liutai, e che fu studiata e portata alla massima perfezione da Antonio Stradivari, è rimasta pressochè invariata, nonostante i tentativi fatti in diverse epoche per modificarla (Chanot, Savart ed altri).

Numerosi scienziati (Blaserna, Baglioni, Mersenne, Bouasse, Backhaus e soprattutto Savart) hanno condotto rigorose indagini fisiche su esemplari di autori classici e moderni, studiando in particolare la conformazione della cassa armonica ed analizzando le diverse risonanze con metodi che variano essenzialmente per il modo di eccitazione del corpo. Accurati studi si sono anche rivolti all'analisi del suono — ricorrendo alla trasformazione dell'energia sonora in energia elettrica — e ad altri problemi interessanti le caratteristiche dei violini, quali la vernice, l'inarcamento delle volte della tavola e del fondo, la forma delle fasce, l'effetto dell'anima e così via (Raman, Abbot, Backhaus, Meinel, Saunders).

In una serie di esperienze preliminari l'autore si era prefisso di stabilire i valori di risonanza delle singole parti che compongono il corpo risonatore del violino, partendo dalla supposizione che le varie zone del corpo armonico, eccitate direttamente, reagiscano come rinforzatori o risonatori in modo diverso per l'intensità e per la durata.

Usando come sorgente eccitatrice un diapason — eccitato a sua volta per percussione — è stato possibile constatare — ad orecchio — che, per tutti i violini, il suono viene costantemente rinforzato appoggiando lo stelo del diapason sia sul piano sia sul fondo, che il suono tende a rinforzarsi gradatamente appoggiando il diapason nella parte centrale dell'estremo libero della tastiera d'ebano e facendolo scorrere al centro, verso il capo tasto, e che invece non si ha alcun rinforzo ponendo lo stelo

lungo le varie parti delle fasce. Gli elementi che compongono il corpo del violino, tra loro collegati secondo un unico sistema, risuonano in differente maniera sotto l'eccitamento dei diapason, contribuendo a volte a rinforzare i suoni di alcuni di essi, od a mantenerli costanti in tutte le direzioni, oppure, se lo strumento è mal costruito, addirittura a smorzarli; inoltre il comportamento sonoro non è simmetrico rispetto all'asse centrale del violino, tranne che per pochi suoni vicini a quello fondamentale dell'aria racchiusa nel corpo dello strumento, che cade intorno alla nota Do_3 (260 Hz).

Per estendere e verificare con metodi obbiettivi tali interessanti conclusioni, l'autore, in un secondo tempo, si è prefisso di accertare quale relazione esista tra la forza vibromotrice applicata ad una determinata areola della cassa armonica e le ampiezze di vibrazione che ne conseguono, al variare della frequenza, analizzando le risonanze della cassa armonica e mettendole in rapporto con le qualità fisiche del legno. Le esperienze sono state eseguite togliendo al violino le corde, il ponticello, la cordiera e la mentoniera ed inviando alla cassa di esso mediante apparecchi adatti, sotto eccitamento costante, i suoni dai gravi agli acuti (da 0 sino a 4000 Hz all'incirca). I metodi adottati per l'eccitazione (elettrostatica) della cassa armonica e per la registrazione delle curve dell'ampiezza di vibrazione in funzione della frequenza vengono minutamente descritti.

L'esame delle curve di risonanza permette di riscontrare, per tutti i violini normali, l'esistenza di una bassa frequenza di risonanza che si aggira intorno ai 60 Hz; compaiono nelle curve altri massimi che, per un buon violino, sono numerosi, di notevole ampiezza e generalmente distribuiti nel campo fra 80 e 2000 Hz, e che invece per un violino cattivo, di serie, sono pochi. Con questo metodo si può immediatamente vedere se uno strumento sia antico e ben costruito, perchè risponde subito all'eccitazione impressa alla cassa, anche a mano; ciò non accade per un violino di serie o di autore moderno, che è necessario sia suonato per molti decenni prima che acquisti una notevole sensibilità di vibrazione.

Gli strumenti il cui piano armonico ha le fibre regolari e simmetriche e di andamento rettilineo per tutta la lunghezza, presentano maggiore sensibilità di vibrazione. Concordemente con i risultati delle ricerche preliminari, le curve di risonanza mostrano un andamento caratteristico, che varia da punto a punto della cassa armonica; si può quindi affermare che la cassa è da considerarsi come composta da differenti parti le quali, vibrando in maniera diversa l'una dall'altra, rinforzano i suoni differentemente. La diversità di comportamento nel vibrare, sotto eccitazione costante, dei vari violini normali esaminati, deriva dalle qualità fisiche del legno, dagli spessori, dalla curvatura delle tavole, insomma dalle caratteristiche che variano da violino a violino. Le risonanze riscontrate in numerosi esemplari dipendono dal sistema vibratorio formato dal piano e dal fondo, collegati per mezzo delle fasce e controfasce, e si trovano certamente fra loro in un determinato rapporto. Le fasce, per

la loro rigidità meccanica, quasi non partecipano al movimento vibratorio e non hanno perciò particolare importanza.

In conclusione, la ricerca delle caratteristiche di un violino si riduce allo studio delle due tavole della cassa — in special modo, del piano armonico — in rapporto alle qualità fisiche del legno, agli spessori, alle curve e alla vernice: la quale ultima produce l'effetto di diminuire la percentuale di frequenze alte a favore dei suoni fondamentali, con la conseguenza di un miglioramento del timbro. *Ca. Gi.*

W. D. PHELPS — **Una sorgente sonora per l'esame delle distorsioni dei microfoni.** (J. A. S. A., ottobre 1939, XI, 2, pag. 219-221, con 5 fig.).

La determinazione sperimentale delle distorsioni armoniche introdotte da un microfono deve superare la difficoltà che si incontra nel creare un campo di radiazione acustica perfettamente sinusoidale, in particolare se l'esame si deve svolgere in una gamma molto vasta di pressioni sonore.

Viene qui presentato un metodo ad onde stazionarie, per ottenere, anche con generatori di suono non del tutto esenti da armoniche, un campo acustico essenzialmente privo della componente armonica da



Fig. 1. — Dispositivo di misura secondo il metodo delle onde stazionarie il microfono è portato dal fondo mobile del tubo (aperto in figura), l'altoparlante è all'altro estremo. Il tubo ha una lunghezza di 245 cm ed un diametro di 25 cm.

misurare. A tale scopo si crea nell'interno di un tubo chiuso un campo stazionario, per mezzo di un altoparlante, e si dispone il microfono in prova, secondo il tipo, in corrispondenza dei nodi di pressione, o di velocità, delle armoniche che si vogliono esaminare (fig. 1). La teoria del procedimento è quella della distribuzione del suono in un tubo chiuso.

È quindi teoricamente possibile conseguire l'attenuazione infinita di una data componente di frequenza del campo sonoro ponendo un microfono a velocità a distanza di mezza lunghezza d'onda dall'estremità chiusa, e un microfono a pressione a un quarto di lunghezza d'onda: si eliminano in questo modo, oltre all'armonica in questione, tutti i

multipli di essa, se il microfono è a velocità, e tutti i multipli dispari, se il microfono è a pressione.

Per il calcolo dell'attenuazione che si ottiene anche quando sia trascurato lo smorzamento dovuto all'aria, è necessario tener presente la caratteristica di risonanza del tubo per le varie frequenze. La pressione relativa è notoriamente crescente, nell'andamento medio, con la frequenza, e presenta punte accentuate in corrispondenza delle frequenze di risonanza.

Nella figura 2 viene confrontata una curva teorica di attenuazione delle armoniche con i risultati di due misure: sulle ascisse sono portate le lunghezze del tubo in termini di $2\pi(l - x)/\lambda$, essendo $K = 2\pi/\lambda$, e sulle ordinate le pressioni relative in rapporto alla pressione all'estremo chiuso. L'accordo è soddisfacente. Lo smorzamento introdotto dall'aria, trascurato nella teoria, fa sì che l'attenuazione non sia completa ma soltanto approssimativa; essa è tuttavia tale da poter ridurre a poche unità per diecimila un contenuto di armonica dell'ordine di qualche unità per cento.

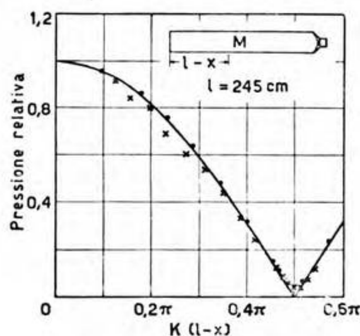


Fig. 2. — Attenuazione delle armoniche lungo il tubo M, per due frequenze: i cerchietti si riferiscono ai valori $f = 224$ Hz, $K = 0{,}0139\,\pi$; le crocette ad $f = 158$ Hz, $K = 0{,}0097\,\pi$.

Sono riportati nell'articolo i risultati della misura del contenuto di seconda e di terza armonica introdotto da un particolare microfono.

E. Ca.

K. Braun — **Indagine teorica e sperimentale sull'equivalente di riferimento e sul livello di sensazione sonora.** (T. F. T., febbraio 1940, XXIX, 2, pag. 31-37, con 6 fig.).

Viene data una definizione molto generale dell'« equivalente di riferimento » e vengono proposti alcuni metodi di misura che presentano un effettivo interesse per ricerche di vario genere.

Se si ha un miscuglio di frequenze:

$$U_0(t) = \sum_1^m u_\nu \operatorname{sen}(\omega_\nu t + \varphi_\nu),$$

dovuto a musica, rumore, parola e via dicendo, applicato ad un trasduttore generico, le frequenze componenti vengono da questo attenuate in misura diversa. Se all'estremo ricevente del trasduttore si usa l'orecchio come strumento rivelatore, ciascuna delle frequenze componenti eccita un nervo distinto e la sensazione di intensità di suono è la risultante

di tali eccitazioni elementari. L'equivalente di riferimento è, com'è noto, l'attenuazione che occorre introdurre in un circuito campione a caratteristica di frequenza lineare, per ottenere all'estremo ricevente lo stesso livello di sensazione che si ottiene dal trasduttore, quando all'estremo trasmittente di entrambi agisca lo stesso miscuglio di frequenze.

Tale concetto può essere esteso facendo riferimento ad uno strumento indicatore generico, di cui l'orecchio può essere considerato un caso particolare, nel quale ciascuna frequenza dia luogo, per raddrizzamento, ad un'impressione:

$$a_\nu = k\, u_\nu^n$$

(k ed n indipendenti dalla frequenza e dalla ampiezza) e quindi ad una indicazione:

$$A = ck \sum_1^m u_\nu^n = ck\, U_0^n\,.$$

Se il miscuglio di frequenze attraversa un trasduttore distorcente, all'estremo ricevente si ha:

$$U_e\,(t) = \Sigma\, u_\nu\, e^{-b_\nu} \operatorname{sen}\,(\omega_\nu\, t + \varphi'_\nu)$$

ove b_ν è l'attenuazione per la frequenza ω_ν, nello strumento si ha l'impressione:

$$U_e^n = ck\Sigma\, (u_\nu\, e^{-b_\nu})^n,$$

e si legge l'indicazione a questa corrispondente.

L'equivalente di riferimento B è definito allora dalla relazione:

$$e^{Bn} = \left(\frac{U_0}{U_e}\right)^n$$

ovvero da:

$$B = \frac{1}{n} \log \frac{U_0^n}{U_e^n} = \frac{1}{n} \log \frac{\sum_1^m u_\nu^n}{\sum_1^m (u_\nu\, e^{-b_\nu})^n}\,.$$

(Si badi che, in tutto quello che precede, le espressioni U_0^n e U_e^n hanno valore puramente simbolico, come abbreviazioni delle corrispondenti sommatorie).

Risulta in particolare:

$$B = b_\nu$$

quando il trasduttore ha una caratteristica di frequenza lineare ($b_\nu =$ $=$ costante).

Lo scopo della presente ricerca è la determinazione del parametro n, caratteristico dei vari strumenti di misura della tecnica telefonica, in particolare dell'orecchio. Per questo, si adoperi come trasduttore un

filtro ideale passa-basso che sopprima tutte le frequenze da u_h in poi; si ottiene l'equivalente:

$$B_{pb} = \frac{1}{n} \log \left(1 + \frac{u_h{}^n + \ldots + u_m{}^n}{u_1{}^n + \ldots + u_{h-1}{}^n} \right).$$

Se invece il filtro è passa-alto e sopprime tutte le frequenze da u_1 a u_{h-1} compresa, si ha:

$$B_{pa} = \frac{1}{n} \log \left(1 + \frac{u_1{}^n + \ldots + u_{h-1}{}^n}{u_h{}^n + \ldots + u_m{}^n} \right).$$

Si regoli ora la frequenza limite comune ai due filtri in modo che i due equivalenti risultino uguali:

$$B_{pb} = B_{pa} = B_{1/2} \, ;$$

si ottiene senz'altro:

$$B_{1/2} = \frac{1}{n} \log 2 \, ,$$

indipendentemente dalla composizione del miscuglio. Da questa relazione si ricava immediatamente n.

In base a tali criteri, è stata eseguita una serie di determinazioni tipiche, usando come miscuglio di frequenze: la registrazione del mormorio di molte persone, un generatore meccanico di rumori, la parola; e come strumenti rivelatori: un voltmetro elettronico, un impulsometro, un apparecchio specialmente costruito e l'orecchio. Sono stati trovati i seguenti valori medi:

impulsometro	$n = 1{,}47$
voltmetro elettronico	$n = 1{,}31$
apparecchio dell'autore	$n = 0{,}97$
orecchio	$n = 0{,}67$.

La figura 1 riproduce, a titolo di esempio, i risultati delle misure relative al voltmetro elettronico. Le ascisse rappresentano le frequenze limite dei filtri, le ordinate gli equivalenti corrispondenti. Per ciascun miscuglio di frequenza, $B_{1/2}$ è l'ordinata del punto di incontro delle due curve corrispondenti rispettivamente al filtro passa-alto e al filtro passa-basso. Si vede come $B_{1/2}$ sia sensibilmente uguale per tutti i miscugli considerati.

Nel caso particolare dell'orecchio, se si rammenta che il livello di sensazione è:

$$L = 20 \log \frac{p}{p_0} \text{ phon} \, , \qquad p_0 = 2 \times 10^{-4} \text{ dine/cm}^2 \, ,$$

con le ipotesi fatte la sensazione corrispondente dovrebbe essere:

$$E = k p^{n_0} = k p_0{}^{n_0} \, 10^{\frac{n_0 L}{20}} \, .$$

Secondo Fletcher, per $L > 40$ phon si ha:

$$E = 46 \cdot 10^{\frac{L}{30}},$$

onde:

$$n_0 = \frac{20}{30} = 0{,}67\ ,$$

in ottimo accordo con il risultato sperimentale sopra riferito.

Si osservi infine che, se è nota la caratteristica di frequenza del trasduttore, se ne può dedurre, con procedimenti aritmetici o grafici, il corrispondente equivalente, per n generico.

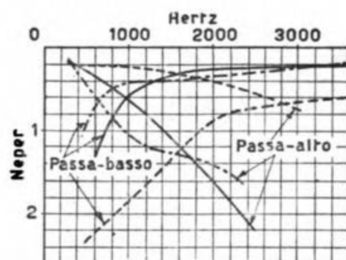


Fig. 1. — Equivalente di riferimento di filtri misurato con voltmetro elettronico:
——— disco di mormorio,
– – – – generatore di rumori,
– · – · – parola.

[*Il lavoro presenta un notevole interesse, sia per le generalizzazioni ed i metodi proposti, sia per le indicazioni che esso fornisce per l'attuazione di dispositivi di misura obbiettiva dell'equivalente. E' degno di nota il fatto che la determinazione di n può essere eseguita con una sola misura, in corrispondenza di una frequenza limite generica, e quindi, anche se* $B_{pa} \neq B_{pb}$, *mediante la relazione:* $e^{-nB_{pa}} + e^{-nB_{pb}} = 1$. — n. d. r.]. *E. Cr.*

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

H. H. von Stengel — **Esame delle oscillazioni del plasma in lampade a vapore di sodio e di mercurio.** (H. F. Techn. u. El. Ak., febbraio 1940, LV, pag. 42-51, con 26 fig.).

Nella colonna positiva della scarica luminescente in un gas a bassa pressione si trovano, approssimativamente, un eguale numero di elettroni e di ioni positivi; la somma delle loro cariche elettriche è quindi nulla ed il gas è elettricamente neutro. A tale miscuglio elettrico, se la densità degli elettroni e degli ioni è sufficientemente elevata (dell'ordine di 10^{10} cariche elementari per cm^3), così che si possa trascurare la presenza di atomi neutri o di molecole, si dà il nome di « plasma ».

Si è potuto stabilire sia per via sperimentale, sia per via teorica, che nel plasma possono sussistere due specie di oscillazioni di alta frequenza, le une provenienti dagli elettroni, le altre dagli ioni. Le lunghezze d'onda corrispondenti alle prime, nelle condizioni normali, sono di circa 30 cm, quelle corrispondenti alle seconde, dell'ordine di grandezza di alcune centinaia di metri.

Da quando le lampade a vapori metallici sono state adoperate su vasta scala nella illuminazione delle strade, si è presentato il problema di ridurre al minimo i disturbi prodotti da queste oscillazioni sulle radioricezioni. Con questo intendimento è stato sviluppato il presente lavoro.

Vengono perciò esaminate solamente le oscillazioni che interessano le trasmissioni radiofoniche, cioè quelle dovute agli ioni, ed i risultati sperimentali possono venir così esposti schematicamente:

1) Le oscillazioni che si manifestano nelle lampade a vapore di sodio, tanto nel funzionamento con corrente alternata, quanto in quello con corrente continua, non hanno bisogno di alcuna eccitazione iniziale esterna.

2) Nel funzionamento con corrente continua, con catodo freddo, la frequenza propria delle lampade diminuisce al crescere della corrente spaziale.

3) Se viene acceso anche il catodo si osserva una forte diminuzione della frequenza.

4) Con tensione di lavoro alternata si ottengono oscillazioni di diverse frequenze.

5) Accoppiando alla lampada in esame un circuito oscillatorio e misurando la frequenza di oscillazione del sistema, è possibile determinare l'impedenza complessa della lampada ed il suo circuito equivalente.

6) Condizione necessaria per la presenza delle oscillazioni del plasma è la piccola densità del gas, con sufficientemente elevata densità di ioni. Probabilmente questa è la ragione per cui non sono state riscontrate autooscillazioni nelle lampade a vapore di mercurio esaminate: queste ultime sono perciò meno suscettibili di produrre disturbi nel campo delle radiofrequenze, che quelle a vapore di sodio. *G. G.*

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

S. Ramo — **La teoria delle onde elettroniche nei tubi con modulazione di velocità.** (Proc. I. R. E., dicembre 1939, XXVII, 12, pag. 757-763, con 4 fig.).

La teoria dei tubi con modulazione di velocità (1), esposta in forma matematica piuttosto involuta da W. C. Hahn (2), può essere molto semplificata e snellita con l'uso sistematico dei potenziali ritardati. Insieme con tale semplificazione del lavoro analitico vengono discussi, con pregevole visione fisica, sia le ipotesi semplificative, che sono alla base della teoria, sia i risultati finali di essa. In tal modo si pone in evidenza come il tubo con modulazione di velocità si riduca schematicamente ad una corrente rettilinea di elettroni e di ioni positivi, così mescolati che in condizioni stazionarie risultino annullati reciprocamente i rispettivi effetti elettrici. A questa schematizzazione si deve aggiungere l'ipotesi che gli ioni positivi abbiano massa infinitamente grande, in modo che la loro velocità rimanga rigorosamente costante. Le perturbazioni delle

(1) Proc. I. R. E., 1939, XXVII, p. 106; A. F., 1939, VIII, p. 481.
(2) G. E. R., 1939, XLII, p. 258; A. F., VIII, p. 801; G. E. R., 1939, XLII, p. 497; A. F., 1940, IX, p. 243.

condizioni stazionarie interessano quindi gli elettroni; soltanto la velocità di questi ultimi può essere fatta variare per azione di campi elettrici.

Qualsiasi perturbazione si propaga lungo il fascio con variazioni a carattere ondoso; precisamente si possono distinguere due onde, una con velocità di fase superiore, l'altra con velocità di fase inferiore alla velocità stazionaria del fascio. Le modulazioni di velocità e di corrente sono in fase nell'onda più lenta, in opposizione di fase nell'onda più rapida.

Il rapporto complesso tra la modulazione di corrente all'uscita del fascio elettronico e la modulazione di velocità all'ingresso, viene chiamato « conduttanza mutua d'onda ». Il suo modulo risulta funzione sinusoidale della lunghezza del tubo e quindi conduce a definire una « lunghezza ottima del tubo », che dipende dalle dimensioni geometriche del fascio, dalla frequenza della modulazione, dalla velocità degli elettroni e dalla corrente totale di convezione.

In uno stesso tubo si possono avere infinite coppie di onde di carica spaziale. Le coppie si possono distinguere a seconda del numero di fluttuazioni che si verificano sulla sezione trasversale del fascio. La velocità di fase si avvicina sempre più a quella degli elettroni al crescere dell'ordine delle onde; il massimo scarto di velocità di fase si verifica per le onde di ordine zero, per le quali si ha una distribuzione di corrente pressochè uniforme sulla sezione del fascio. Le onde generate applicando una tensione alternativa tra i bordi di una fenditura, praticata nell'involucro metallico che circonda il fascio, sono appunto di ordine zero.

Un esempio numerico porta ai seguenti risultati: alla frequenza di 1000 MHz la conduttanza mutua d'onda è uguale a 48 μA/V. *R. S.*

FISICA GENERALE

A. GEMELLI — **Variazioni segnalatrici e significatrici e variazioni individuali delle unità elementari foniche del linguaggio umano: mezzi forniti dall'elettroacustica per rivelarle e valutazione fisiopsicologica dei risultati.** (Archivio di Psicologia Neurologia Psichiatria e Psicoterapia, novembre 1939, I, 1-2, pag. 298-343, con 21 fig.).

In un capitolo introduttivo l'autore precisa il còmpito dello psicologo nello studio del linguaggio, riferendosi ai suoi numerosi lavori sull'argomento (1), e mette in rilievo i pregi dei metodi di analisi elettroacustici, i quali permettono di giungere con relativa facilità a risultati numerici e a diagrammi. Descrive poi i metodi di misura adottati nelle ricerche che esegue da alcuni anni.

Per ogni frase sono stati fatti sistematicamente i seguenti rilievi:

1) registrazione dell'oscillogramma su pellicola, mediante un complesso comprendente un microfono piezoelettrico, un amplificatore e un tubo a raggi catodici;

(1) A. F., 1933, II, p. 123; 1934, III, p. 626; 1935, IV, p. 206 e 447; 1937, VI, p. 692.

2) registrazione di controllo su disco;

3) registrazione delle variazioni di intensità sonora mediante un voltmetro elettronico a indicazione logaritmica;

4) registrazione della frequenza fondamentale con un tonometro a tubi elettronici;

5) analisi delle frequenze costitutive mediante un apparecchio derivato, con perfezionamenti, dall'analizzatore di Freystedt.

Particolare cura è dedicata allo studio delle variazioni che le vocali presentano nella frase e che hanno la funzione segnalatrice che interessa lo psicologo. Anche le consonanti sonore presentano variazioni, sebbene in minore misura, mentre le consonanti costituite da rumori, sia continuati, sia istantanei, hanno aspetto immutato. Delle tre vocali fondamentali *a*, *i*, *u*, la prima è la meno labile, cioè conserva maggiormente i caratteri costitutivi dei suoi cicli; la massima labilità appare nella *u*; la *i* ha carattere intermedio. La vocale *a* presenta inoltre la minor plasticità, cioè i suoi cicli iniziali e terminali sono poco influenzati dai fonemi adiacenti, mentre la *i* ha carattere opposto.

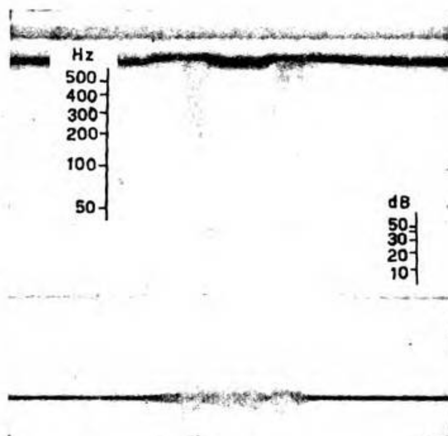


Fig. 1. — Oscillogramma fonico, curva dell' intensità sonora e tonogramma della parola « biscia ».

Lo studio comparativo delle vocali nella conversazione è fatto, oltre che con l'esame dell'oscillogramma, mediante gli altri rilievi accennati in principio. In questo modo il carattere di lunghezza o brevità delle vocali risulta determinato dal prevalere o no del numero dei cicli caratteristici rispetto al numero dei cicli di trasformazione. Altri risultati vengono forniti sulla struttura delle vocali aperte o chiuse, sulla melodia e sulla variazione dell'intensità sonora all'interno di una vocale. Le considerazioni svolte sono documentate da figure e tavole, una delle quali è riprodotta nella figura 1.

Nel trattare delle variazioni quantitative nella conversazione, si forniscono risultati sull'ampiezza delle variazioni di altezza della voce e sull'altezza media della fondamentale. La frequenza con la quale si presenta una nota di altezza definita dà luogo a un diagramma che risulta caratteristico del soggetto e pressochè indipendente dal frammento letto; le variazioni individuali dell'intensità sonora non possono invece essere utilizzate per differenziare i soggetti. Altri dati vengono

esposti sulla rapidità di fonazione, sulla distribuzione delle pause, sul numero di parole nel tempo totale di fonazione e nel tempo di fonazione delle frasi. Infine è considerata l'accentuazione; su di essa influiscono la durata e l'intensità delle sillabe e delle parole e l'altezza dei suoni in relazione col carattere ascendente o discendente della melodia. I vari casi sono esaminati; in particolare, sillabe di grande durata e intensità, di tono elevato e melodia ascendente appaiono nettamente accentuate. Tabelle e grafici documentano le deduzioni esposte.

Un capitolo conclusivo mette in rilievo che è stato praticamente possibile conseguire un così gran numero di dati solo mediante i metodi elettroacustici. I risultati ottenuti conducono a determinare le leggi secondo le quali i fonemi si modificano e si organizzano per costituire unità di ordine sempre più elevato; tali leggi sono analoghe a quelle che regolano l'esecuzione di movimenti complessi, la percezione dei colori e simili. Un altro ordine di risultati concerne le modificazioni del linguaggio che permettono di riconoscere il soggetto che parla. L'autore si ripromette di pubblicare in seguito, più estesamente, i numerosi dati raccolti. *G. Fr.*

VARIE.

A. Ferrari-Toniolo — **Nomenclatura relativa alle comunicazioni elettriche (a proposito del progettato vocabolario italiano delle telecomunicazioni).** (Ingegnere, gennaio 1940, XIV, 1, pag. 36-39).

Si porta a conoscenza degli elettrotecnici italiani una coraggiosa iniziativa del Sottocomitato Telefonia del C. E. I. (Comitato Elettrotecnico Italiano): la creazione di un vocabolario italiano delle telecomunicazioni. Quest'opera si propone di soddisfare a una necessità che diventa di giorno in giorno più imperiosa nella tecnica delle comunicazioni elettriche: l'esistenza di un vocabolario che illustri in modo esauriente i concetti fondamentali e i numerosissimi termini ormai entrati nell'uso in questa branca della tecnica, non tralasciando di epurare il linguaggio tecnico da tutte le espressioni esterofile o imprecise, zavorra inevitabile di tutti quei rami del sapere la cui nascita è recente e il cui progresso è tumultuosamente rapido. Rendere facile la mutua comprensione di una ormai vastissima categoria di persone (tecnici, scienziati e industriali) è un problema che, nel campo delle comunicazioni, si rileva indispensabile più che in ogni altro, ove si rifletta che il compito di questa cerchia di persone è quello di permettere ed agevolare le comunicazioni tra gli uomini, qualunque sia la distanza che li separa.

Esiste già, come è noto, il vocabolario telefonico internazionale in sei lingue (francese, inglese, italiana, tedesca, russa, svedese) edito a cura del C. C. I. F. (Comitato Consultivo Internazionale Telefonico), ma esso si limita a dare di ogni vocabolo il corrispondente nelle varie lingue.

Il vocabolario italiano, invece, non soltanto vuol mettere in grado i

tecnici e gli studiosi di integrare e chiarire le proprie conoscenze, ma vuol essere anche per i principianti un prezioso mezzo di consultazione che permetterà loro di risolvere dubbi grandi e piccoli e di perfezionare la loro preparazione. Il compito non è lieve, ma in base a quanto già è stato fatto, si può sin d'ora asserire che al lavoro arriderà un ottimo successo; delle cinque o sei mila voci che si prevede troveranno posto nell'opera, già duemila sono completamente a posto, cioè sono state definite e catalogate, e ferve il lavoro per approntare le rimanenti.

L'opera di normalizzazione, che l'autore (membro della Commissione del vocabolario) illustra nei riguardi dei concetti fondamentali delle comunicazioni elettriche, si fonda sull'uso uniforme di alcuni criteri generali.

Quattro sono gli elementi principali che intervengono in una comunicazione elettrica:

1) l'oggetto della comunicazione;
2) la via elettrica attraverso cui essa avviene;
3) la gamma di frequenza delle correnti elettriche adoperate;
4) il tipo di trasmissione.

Le denominazioni da usare debbono esprimere in maniera sintetica tutti e quattro tali elementi.

Normalmente le radici delle parole (ad esempio *fonia*, *grafia*, *visione*) si riferiscono all'oggetto della trasmissione; prefissi e attributi segnalano gli altri elementi.

Quanto alla via elettrica che fa da supporto alla trasmissione, si ritiene opportuno codificare la consuetudine, ormai già largamente diffusa, di usare il prefisso *tele* quando si tratti di comunicazioni per filo, il prefisso *radio* quando si tratti di comunicazioni senza filo.

Le gamme di frequenza usate, che sono forse l'elemento oggidì più essenziale per il tecnico e più caratteristico per la trasmissione, possono definirsi nel modo che segue:

infraacustiche ($f < 20$ Hz),
infravocali o *industriali* ($f < 200$ Hz),
vocali (200 Hz $< f <$ 4000 Hz),
musicali (100 Hz $< f <$ 12 000 Hz),
acustiche (20 Hz $< f <$ 16 000 Hz),
vettrici o *superacustiche* ($f > 16\,000$ Hz).

Per ciascuna di tali classi vi sono poi attributi di valore un po' elastico (basse, medie, alte, altissime).

Il tipo di trasmissione (che può essere *unilaterale*, se avviene da un punto ad un altro in un sol verso, o *bilaterale*, se avviene, sempre tra due punti, nei due versi) invita a spingere lo sguardo verso i più recenti e i più probabili futuri orientamenti della tecnica delle comunicazioni. Infatti, una trasmissione unilaterale può essere *semplice* o *circolare* a seconda che un punto comunichi con un altro solo o con più

di uno (questo è il classico caso delle ordinarie trasmissioni radiofoniche, dette appunto circolari); la trasmissione circolare può essere a sua volta una *radiodiffusione* o una *telediffusione*. Tale ultimo termine rappresenta una denominazione semplice e rigorosamente scientifica di quel servizio (in alcuni paesi già notevolmente sviluppato) che consiste nell'inviare gli usuali programmi radiofonici per via telefonica. Il termine « radiodistribuzione », spesso usato finora per indicare la stessa cosa, si rivela ovviamente inesatto in base ai criteri di classificazione proposti ed appare quindi opportuno rigettarlo.

Il moltiplicarsi dei servizi di trasmissione e la frequente combinazione di quelli già da tempo esistenti ha determinato l'introduzione nella tecnica di svariati neologismi, non tutti accettabili ai fini della loro identificazione. A questo proposito sono riportati diversi esempi di nomenclatura razionale secondo uno schema di classificazione delle comunicazioni elettriche assai perspicuo e utile per chi voglia rendersi conto dell'insospettato numero di servizi oggi adempiuto, o in via di adempimento, per opera di tale branca della tecnica. *R. M.*

CRONACA TECNICA

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

Può essere interessante segnalare un nuovo **dispositivo per la produzione di riverberazione artificiale,** che si trova descritto nel fascicolo del marzo 1940 di *Electronics*. Esso è dovuto ai tecnici della ditta costruttrice degli organi Hammond, i quali si sono giustamente preoccupati di dotare il loro ben noto organo di un accorgimento che permetta di creare con l'organo elettrico, anche in una sala comune o ad elevato assorbimento, quale un'auditorio radiofonico, effetti analoghi a quelli ottenibili allorchè lo strumento viene suonato in grandi cattedrali od in sale comunque fortemente riverberanti.

Con il dispositivo descritto una parte della tensione inviata agli altoparlanti viene derivata in un sistema elettromeccanico, di tipo elettrodinamico (costituito essenzialmente da una bobina mobile immersa in un campo magnetico, come in un comune altoparlante elettrodinamico), al quale fanno capo una serie di molle ad elica; queste sono connesse all'altro loro estremo con elementi piezoelettrici costituiti da piastrine di sale di Rochelle, mediante le quali la vibrazione meccanica viene nuovamente trasformata in oscillazione elettrica. Nella doppia trasformazione elettromeccanica e meccanicoelettrica non si introduce, con non difficili accorgimenti, deformazione apprezzabile nella forma del segnale, ma lo si può evidentemente ritardare.

Per il fenomeno delle riflessioni multiple, il suono che giunge agli orecchi di un ascoltatore in una grande sala è formato dall'onda diretta e da una serie più o meno grande di onde riflesse, aventi ampiezza minore dell'onda diretta e ritardi via via diversi a seconda della parete dalla quale provengono e dal numero di riflessioni subite. Nel dispositivo descritto l'effetto di queste riflessioni multiple si consegue variando le caratteristiche delle varie molle, con una gamma inesauribile di possibilità. La velocità di propagazione dell'onda sonora, nel tipo di molla ad elica adottato, è di circa un ventesimo di quella del suono nell'aria; con la scelta e con la combinazione opportuna di molle di varia lunghezza si ottiene qualunque ritardo si desideri.

[*È interessante osservare che il dispositivo deve poter anche servire egregiamente a studiare, come su di un modello, le riflessioni multiple e quindi l'acustica delle sale.* — n. d. r.]. *An. Gi.*

FONOGRAFIA E CINEMATOGRAFIA SONORA.

Una conferma alla previsione fatta poco tempo fa (1) sulle possibilità di applicazione della controreazione ai dispositivi elettroacustici ed elettromeccanici, trova conferma nella descrizione del **fonoincisore con controreazione,** esposta da L. Vieth nel fascicolo di febbraio 1940 del *Bell Lab. Record*.

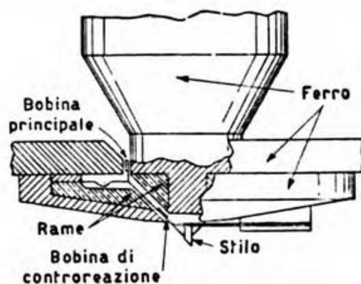


Fig. 1. — Fonoincisore a controreazione.

La figura 1 riproduce un'indicazione schematica della testa del fonoincisore: lo stilo è portato da un conetto sul quale si trovano sia la bobina utilizzata per imprimere allo stilo lo spostamento desiderato, sia una piccola bobinetta, utilizzata per la controreazione; la tensione ai capi di questa bobinetta è la riproduzione esatta dell'incisione effettuata sul disco, poichè la velocità della bobinetta è esattamente uguale a quella dello stilo d'incisione. La tensione così ottenuta viene amplificata e quindi applicata all'ingresso dell'amplificatore che alimenta la bobina principale. Come risulta dalla figura, si ha un solo magnete nella testa d'incisione, ma l'accoppiamento magnetico mutuo tra le due bobine viene evitato, od almeno fortemente ridotto, mediante anelli schermanti di rame.

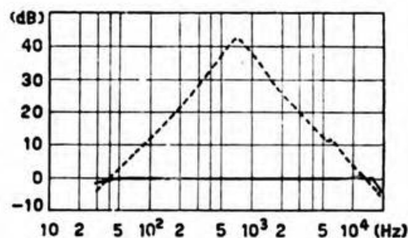


Fig. 2. — Caratteristiche di frequenza del fonoincisore con (————) e senza (- - - - - -) controreazione.

L'adoperare la controreazione semplifica grandemente la costruzione del fonoincisore; mentre nelle teste usuali ciascuno dei numerosi elementi meccanici, sia resistivi sia reattivi, deve essere accuratamente dimensionato e controllato esemplare per esemplare, ciò non risulta necessario nel fonoincisore a controreazione, del quale è molto facile variare le caratteristiche agendo sull'amplificatore di controreazione.

Fra i vari benefici effetti si deve pure annoverare che fonoincisori siffatti sono atti ad incidere su dischi di materiali estremamente diversi: precise misure mostrano infatti che il moto dello stilo è sostanzialmente lo stesso, sia quando si incide così su cera, come su materiali duri, sia anche quando lo stilo vibra da solo in aria.

(1) A. F., 1939, VIII, p. 611.

La figura 2 mostra la caratteristica di frequenza del fonoincisore confrontata con quella che esso avrebbe in assenza di controreazione. È facile capire che, mentre nei fonoincisori usuali la caratteristica di frequenza dell'incisione dipende dalle caratteristiche del fonoincisore, con il nuovo tipo è possibile ottenere una caratteristica di frequenza a piacere, con le sole limitazioni che sia a disposizione la potenza elettrica necessaria e che il fonoincisore abbia un'adeguata robustezza.

L'analisi armonica della forma dell'onda rappresentante la velocità d'incisione, alla frequenza di 300 hertz, durante l'incisione su dischi normali di nitrocellulosa, ha mostrato che la seconda armonica è inferiore alla fondamentale di 36 decibel, e la terza di 43 decibel. *An. Gi.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

Di un **nuovo tipo di tubo di presa televisiva** dànno notizia A. Rose e H. Iams in due articoli pubblicati l'uno nel numero di settembre 1939 dei *Proc. I. R. E.* e l'altro nella *R. C. A. Rev.* dell'ottobre 1939. Questo tubo, denominato dagli inventori «orticon» (orticonoscopio), si differenzia fondamentalmente dal normale iconoscopio in quanto per l'analisi dell'immagine raccolta sul mosaico viene usato un raggio formato di elettroni che si muovono con velocità molto bassa, tale cioè da produrre all'arrivo sul mosaico una emissione secondaria quasi nulla (rapporto di emissione secondaria inferiore ad uno). Si eliminano in questo modo i vari effetti nocivi dovuti alla disuniforme distribuzione degli elettroni secondari sul mosaico, effetti che si manifestano nelle così dette macchie dell'iconoscopio, le quali, com'è noto, rappresentano il più grave ostacolo alla buona qualità delle attuali immagini televisive. Inoltre il rendimento fotoelettrico del mosaico risulta notevolmente elevato (dell'ordine del 70 %), poichè l'emissione fotoelettrica non viene più saturata dalla carica spaziale, come accade nell'iconoscopio. Ne consegue un rilevante aumento di sensibilità ed anche una maggiore possibilità di ottenere un sufficiente contrasto nell'immagine trasmessa.

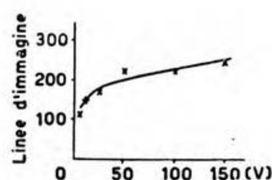


Fig. 1. — Curva sperimentale che indica come si riduce la finezza di analisi raggiungibile (numero di linee analizzate) per il progressivo sfocamento di un raggio catodico, al diminuire della velocità degli elettroni componenti: il potenziale acceleratore indicato sull'asse delle ascisse può assumersi a misura della velocità degli elettroni.

L'uso di un raggio elettronico analizzatore a bassa velocità impone in ogni modo severi requisiti nel sistema di messa a fuoco del raggio stesso, quando si desideri mantenere una finezza di analisi assai elevata. Nelle vicinanze del mosaico, ove la velocità è appunto più bassa, il raggio tende ad espandersi per effetto di reciproca repulsione tra gli

elettroni componenti (fig. 1) e può esser facilmente deformato anche per effetto di piccole differenze di potenziale elettrostatico, che si formino tra gli elementi stessi del mosaico, o sulle adiacenti pareti del tubo. Questa

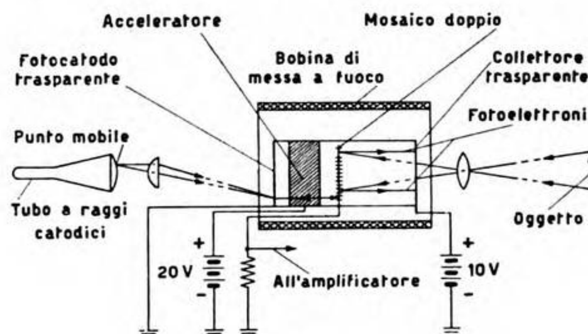


Fig. 2. — Tubo sperimentale di presa televisiva avente il raggio analizzatore composto di elettroni a bassa velocità. Il raggio analizzatore viene creato per mezzo di fotoelettroni generantisi su apposito fotocatodo trasparente, su cui è proiettata l'immagine ottica di un quadro di deflessione, ottenuto nel solito modo sullo schermo fluorescente di un tubo a raggi catodici.

difficoltà è stata praticamente superata, scegliendo per la messa a fuoco del raggio catodico analizzatore un campo magnetico assiale di adatta intensità. La presenza di questo campo magnetico impone a sua volta di adottare speciali sistemi di deflessione per il raggio analizzatore. Fra i vari dispositivi che furono sperimentati (fig. 2, 3 e 6) si dimostrò in

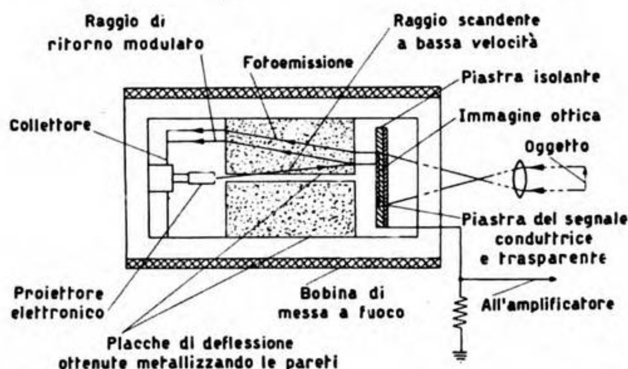


Fig. 3. — Tubo sperimentale di presa televisiva avente il raggio analizzatore composto di elettroni a bassa velocità. Il raggio analizzatore, generato da un catodo termoionico, viene spostato orizzontalmente e verticalmente mediante un sistema elettrostatico di deflessione.

pratica più soddisfacente un sistema di deflessione elettrostatica per l'analisi di riga e di deflessione elettromagnetica per l'analisi di quadro.

Nella figura 4 è illustrato il sistema di deflessione elettrostatica usato, e viene pure ivi chiarito come, per effetto del campo magnetico assiale,

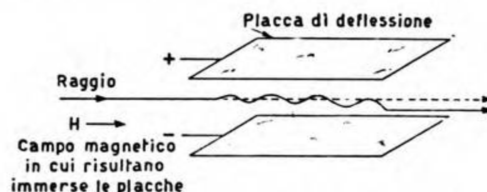


Fig. 4. — Cammino che compie un raggio elettronico a bassa velocità per effetto combinato di un campo elettrostatico perpendicolare e di un campo magnetico parallelo all'asse del raggio.

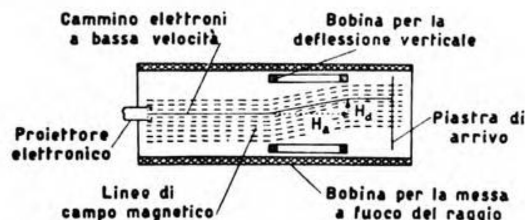


Fig. 5. — Deflessione che subisce un raggio elettronico a bassa velocità per effetto di due campi magnetici, l'uno assiale e l'altro trasversale.

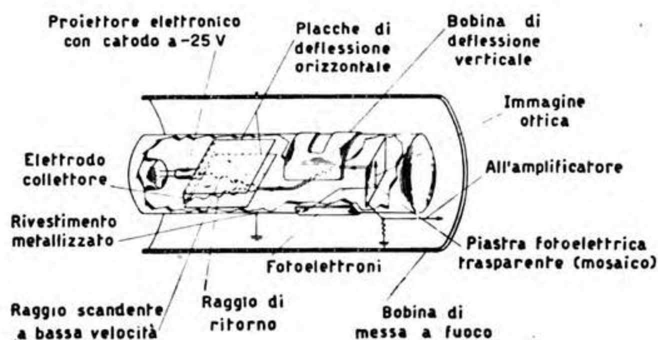


Fig. 6. — Schizzo schematico dell'orticonoscopio.

la deflessione del raggio risulti perpendicolare anzichè parallela alla direzione del campo elettrostatico deviatore, e come quindi risulti necessario che la larghezza delle placche deviatrici sia uguale a quella del

mosaico. Nella figura 5 viene indicato in qual modo si ottiene la deflessione verticale di quadro, sovrapponendo al campo magnetico assiale un campo magnetico di direzione perpendicolare. In entrambi i casi si consegue anche il risultato di avere un raggio analizzatore che colpisce il mosaico sotto angolo costante, condizione assai vantaggiosa in questo tipo di tubo.

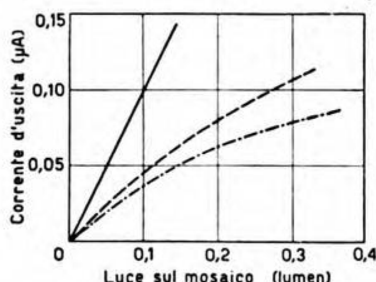


Fig. 7. — Curve di sensibilità dell'orticonoscopio (curva continua) per un esemplare di laboratorio e dell'iconoscopio (curve tratteggiate) con corrente del fascio uguale a 0,25 μA (— — — —) e a 0,1 μA (— · — · —).

I risultati sperimentali ottenuti mediante un tubo costruito secondo i principi sovraesposti confermano pienamente quanto era stato previsto. Uno schizzo schematico è dato nella figura 6: il tubo risulta composto da un mosaico trasparente, analizzato mediante un raggio elettronico (di origine termoionica) che vi giunge con velocità quasi nulla, tale cioè da esser raccolto soltanto nei punti in cui si è avuta emissione di fotoelettroni. Il segnale utile viene raccolto — in modo analogo a quanto si fa per il normale iconoscopio — ai capi di una resistenza che chiude il circuito del mosaico, su cui è proiettata l'immagine da trasmettere.

L'orticonoscopio presenta una sensibilità alquanto superiore a quella del normale iconoscopio (fig. 7) (1) ed un elevato rapporto tra segnale e disturbo, risultando minimo ogni effetto di macchia. La finezza di analisi raggiungibile è assai soddisfacente, dell'ordine di circa 40 righe al centimetro e la gamma del contrasto ottenibile nell'immagine trasmessa raggiunge il valore unitario. *A. Nic.*

VARIE.

Il sistema di scrittura musicale esistente può considerarsi ormai sorpassato, così scrive P. Edwards; a sostituirlo egli propone, nel numero di gennaio 1940 del *J. A. S. A.*, una **scrittura musicale semplificata,** più razionale ed intuitiva.

Il rigo nuovo è differente dall'antico in quanto è composto di 12 spazi, 7 dei quali bianchi e 5 scuri, rappresentanti ordinatamente i 7 tasti bianchi e i 5 tasti neri di una ottava; le note sono costituite da semplici barrette nere orizzontali, la cui lunghezza è linearmente proporzionale alla loro durata. La rappresentazione risulta così assolutamente corretta

(1) Electronics, 1939, XII (12), p. 20.

dal punto di vista psicologico: per comprenderla non è necessario avere speciali conoscenze musicali, basta possedere il senso del ritmo.



Fig. 1. — Scala di si maggiore
rappresentata con la nuova scrittura musicale semplificata.

La figura 1 mostra la scala di si maggiore rappresentata con la nuova notazione. Come si vede, vengono eliminate le teste, i gambi e gli uncini di noiosa e lenta scrittura — col che risulta anche di facile attuazione una macchina per scrivere la musica sul tipo delle comuni macchine da scrivere — e viene reso possibile il semplificare la trasposizione della musica, almeno per alcuni strumenti orchestrali. *A. Mn.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

R. Feldtkeller. — *Einführung in die Theorie der Rundfunksiebschaltungen.* — S. Hirzel, Leipzig, 1940. — Un volume di IX-168 pagine, con 76 figure. — Prezzo R.M. 10,80 (legato R.M. 12).

Nel settimo volume della collezione « Physik und Technik der Gegenwart » il noto autore dà una nuova prova della sua feconda attività, facendo seguire, a breve intervallo di tempo, dopo le trattazioni generali sui quadripoli e sui filtri (1), questo studio particolareggiato sui filtri di banda quali vengono utilizzati soprattutto nei radioricevitori.

Lo studio si estende, oltre che ai circuiti passivi che costituiscono nei radioricevitori i filtri in senso stretto, anche ai circuiti attivi, contenenti tubi elettronici, la cui funzione è strettamente connessa a quella dei dispositivi filtranti; cosicchè il contenuto del volume potrebbe anche essere caratterizzato dalla dicitura « amplificatori selettivi per radioricezioni ».

A differenza del carattere elementare che si notava nei due studi precedenti sui quadripoli e sui filtri, la trattazione, che in verità tocca un tema molto più ristretto, è svolta qui in maniera più approfondita ed esauriente, affrontando anche problemi di una certa complessità che richiedono, ad esempio, l'uso di algoritmi non del tutto correnti.

V'è una spiccata tendenza a voler ricondurre tutta la teoria ad uno svolgimento normalizzato e sistematicamente ordinato. Ciò qualche volta complica le cose un po' più di quello che sarebbe strettamente necessario ai fini pratici; ma dà all'opera un carattere di maggiore generalità, presenta l'insieme degli argomenti secondo una classificazione logica e permette interessanti accostamenti teorici fra problemi che non sempre si presentano nella pratica come simili fra loro.

Il volume è costituito essenzialmente dagli otto capitoli che studiano successivamente: l'amplificatore ad uno stadio con un singolo circuito risonante; l'amplificatore a due stadi, ciascuno dei quali contiene un singolo circuito risonante; l'amplificatore a tre stadi, ciascuno dei quali contiene un singolo circuito risonante; l'amplificatore a qualsivoglia numero di stadi, ciascuno dei quali contiene un singolo circuito risonante; i circuiti risonanti accoppiati doppi e tripli; l'amplificatore a due stadi con due circuiti accoppiati; l'amplificatore a tre stadi con un circuito risonante singolo e due circuiti accoppiati.

(1) A. F., 1938, VII, p. 275; A. F., 1939, VIII, p. 748.

Altri capitoli toccano alcune questioni, di cui si notava l'assenza nei volumi precedenti. In particolare un capitolo parla dell'influenza degli elementi dissipativi e delle perdite; ed un altro, assai pregevole, svolge abbastanza diffusamente la teoria dei filtri di banda e degli amplificatori selettivi in regime transitorio, principalmente secondo l'impostazione del Küpfmüller. V'è pure uno speciale studio dei dispositivi ad ampiezza di banda regolabile a piacere.

Anche quando lo svolgimento dei vari argomenti supera, come già si è accennato, i limiti di una trattazione elementare, la lettura non si presenta affatto ostica, perchè l'autore ha cura di fare tutti i richiami necessari per introdurre i nuovi argomenti o anche gli speciali algoritmi matematici — come le funzioni di Tschebyscheff ed altre — che vengono utilizzati.

Si confermano pertanto i pregi di chiarezza, di praticità nelle numerose esemplificazioni numeriche e nelle nitide figure, di sistematicità nelle indicazioni bibliografiche, nonchè quelli di eleganza nella veste tipografica, che sono tipici dell'edizione. *A. Fe.*

***

H. W. Droste. — *Die Lösung angewandter Differentialgleichungen mittels Laplacescher Transformation.* — E. S. Mittler, Berlin, 1939. — Un fascicolo di 35 pagine. — Prezzo R.M. 5.

Il fascicolo appartiene ad una raccolta, dedicata ai nuovi procedimenti di calcolo a servizio della tecnica, ed è preceduto da una prefazione del professore Doetsch, titolare di matematica nella Università di Friburgo nel Baden ed autore di un recente libro sull'argomento.

La prefazione illustra molto chiaramente la posizione, assunta dalla maggior parte dei matematici di fronte al calcolo operatorio. Per essi il calcolo di Heaviside, in quanto sostituisce al complicato processo della derivazione la semplice moltiplicazione per una variabile simbolica, trova favore presso ingegneri, perchè presenta a coloro che lavorano nella tecnica notevoli vantaggi. Questi consistono in ciò, che la soluzione di importanti equazioni differenziali è ridotta ad alcuni semplici artifici, applicabili anche da chi abbia una preparazione matematica modesta, e che la funzione cercata si ottiene di regola in forma di una serie, i cui primi membri possono essere calcolati con facilità.

Di fronte a tali vantaggi stanno numerosi inconvenienti. Si può non insistere sul fatto, che non vi è alcuna ragione persuasiva per essere certi che il procedimento di Heaviside, completamente campato in aria — secondo il Doetsch — ed operante con simboli di cui nessuno conosce il senso, possa dare alla fine un risultato utilizzabile; ciò potrebbe apparire secondario al pratico, fin tanto almeno che il successo del procedimento fosse sicuro. Ma il calcolo operatorio non è affatto per i matematici uno strumento di fiducia; chè anzi, anche in casi semplici, può

condurre a risultati erronei. Invero, poichè esso costituisce un mezzo euristico privo di una intrinseca giustificazione, risulta in ciascun caso impossibile stabilire a priori, se il risultato sia utilizzabile, ovvero costituisca una pura illusione.

Ora esiste un procedimento, che presenta tutti i vantaggi del calcolo di Heaviside, senza partecipare dei suoi difetti; questo è il metodo basato sulla trasformazione di Laplace. Esso dimostra, che le regole di Heaviside sono semplicemente abbreviazioni di certi processi matematici ingegnosi, la cui portata può essere in ogni istante verificata.

Per questa via è sempre possibile accertarsi, se quelle abbreviazioni corrispondano ad operazioni matematiche legittime e se conducano quindi a risultati attendibili.

Per di più il metodo della trasformazione di Laplace va molto al di là del calcolo di Heaviside, perchè permette di risolvere gran numero di problemi, che il calcolo operatorio non può abbordare, o almeno deve attaccare per lunghe vie indirette. Finchè i due procedimenti camminano paralleli, cioè fin quando il calcolo di Heaviside è legittimo, l'uno non è più maneggevole dell'altro. E quando le due vie si separano e quella del calcolo di Heaviside si sprofonda nel buio, la via della trasformazione di Laplace richiede nuovi sviluppi matematici, che, nel caso di problemi complessi, non possono essere evitati.

« Invero — soggiunge il Doetsch — nessuno studioso serio potrà aspettarsi che un assunto così difficile, come un problema di determinazione al contorno nel caso di equazioni differenziali alle derivate parziali, possa essere ricondotto ad un esercizio affatto elementare, soltanto mediante un giuoco di prestigio di simboli. È appunto uno dei danni del calcolo di Heaviside l'aver suscitato in molti tale ingannevole speranza ».

La ragione per cui l'uso della trasformazione di Laplace si diffonde a fatica fra gli ingegneri, consiste, secondo il Doetsch, nel fatto, che gli ingegneri vedono in Heaviside uno dei loro, laddove la trasformazione di Laplace viene presentata da un matematico ed in veste matematica.

L'ingegnere preferisce apprendere un metodo sulla base di esempi di applicazione, tratti dal suo campo di lavoro. Ed ha in ciò appieno ragione. Il suo comportamento è radicalmente diverso da quello del matematico puro, il quale vede un problema con la maggiore chiarezza, quando esso gli viene formulato nel modo più generale possibile ed affatto spoglio da ogni accessorio tratto dal mondo della realtà. Per contro codesti accessori sono necessari al tecnico, perchè il problema gli apparisca vivo ed attraente.

Lo scritto del Droste ha appunto lo scopo di gettare un ponte tra i risultati della matematica pura ed i problemi della pratica tecnica. Perciò il nuovo metodo viene qui presentato secondo uno sviluppo logico, che vuol essere aderente alla mentalità dell'ingegnere, ed in una forma consona con quella degli scritti tecnici, badandosi altresì a ridurre possibilmente al minimo le difficoltà matematiche e ad illustrare i risultati ottenuti mediante opportuni esempi. *G. V.*

Vol. IX - N. 7 Luglio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Les analogies formelles qui existent entre circuits électriques et systèmes vibratoires permettent de déduire les caractéristiques de ces derniers de celles d'un réseau de circuits électriques. La simplicité des calculs qui en découle a rendu la méthode d'usage très courant en électro-acoustique.

On fait ressortir les avantages frappants que présente l'emploi de circuits électriques équivalents quand il s'agit d'étudier la façon dont se comporte un système vibratoire quelconque quand on fait varier les éléments dont il se compose.

Un cas pratique, développé à titre d'exemple, permet de se rendre compte de la souplesse de la méthode et de la facilité avec laquelle il est possible de déterminer les valeurs optima des constantes mécaniques et acoustiques d'un système vibratoire.

On rappelle les relations, établies expérimentalement, entre l'intelligibilité, le temps de réverbération et le bruit local et on fait remarquer les particularités, qu'il faut utiliser dans l'application des essais téléphonométriques à l'examen d'installations de diffusion sonore.

On propose une nouvelle méthode d'exécution des essais téléphonométriques, dans laquelle on donne une cadence précise à l'émission des logatomes. Le rythme est marqué par un métronome à lampe au neon, spécialement construit pour cet usage.

La courbe des valeurs de l'intelligibilité en fonction de la nouvelle variable se trouve en relation avec le temps de réverbération et donne des éléments utiles pour juger séparément des propriétés acoustiques des salles ou des qualités de l'installation électro-acoustique.

On donne les résultats des essais téléphonométriques de laboratoire, effectués dans une chambre réverbérante, dont on faisait varier le temps de réverbération, et des essais pratiques, qui ont été effectués sur une installation complète de diffusion sonore et qui ont démontré l'utilité de la nouvelle méthode.

On étudie une distribution particulière de la capacité dans les bobines à une couche, excitées à haute fréquence, qui permet d'établir une théorie générale sur la distribution des courants et des tensions dans les différentes spires.

On en déduit quelques conséquences, confirmées expérimentalement, ce sont: a) l'évaluation de la capacité résiduelle des bobines employées dans les circuits oscillants; b) la détermination approchée des fréquences propres de telles bobines; c) l'évaluation de l'influence sur l'effet d'antenne, de la mise à terre du point central des bobines, en relation avec le nombre des spires. On introduit les notions de potentiel électrique et de potentiel magnétique, ainsi que celles de hauteur électrique et de hauteur magnétique des bobines, contribuant respectivement à l'effet d'antenne (adirectionel) et à celui de cadre (directionel), grandeurs qui intéressent les bobines employées tant dans la réception que dans la transmission radio.

Dans la première partie on étudie la distribution des courants et des tensions dans les différentes spires sous l'action d'une f. é. m. qui agit dans le circuit d'excitation du cadre. Dans la deuxième partie on étudie les propriétés rayonnantes des cadres et on en déduit la tension de rayonnement à l'émission et le courant de réception. On calcule les hauteurs magnétique et électrique pour les formes les plus usuelles des cadres et en utilisant les résultats de la première partie, on étudie les effets d'antenne et de directivité dûs au circuit excitateur. Enfin, on donne un aperçu sur le facteur de qualité des cadres excités par une f. é. m. respectivement concentrée ou distribuée.

Vol. IX - N. 7 Luglio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

The use of electrical analogies for visualising and computing the response characteristics of vibrating systems is well known and very generally adopted in electro-acoustics.

The paper describes the advantages of using an electrical network for the experimental determination of the response characteristics of vibrating systems under various conditions.

The solution of a specific problem is developed in order to illustrate the method. It makes clear how easy it is to determine the optimum values of the mechanical and acoustical constants of a vibrating system.

The relations between articulation, reverberation time and room noise are discussed, and the matters requiring consideration when articulation measurements are applied to public address systems.

A new method of carrying out tests is proposed, giving a definite cadence to the emission of « logatomes ». For this purpose a special glow lamp metronome is used.

The values of the articulation as a function of the new variable depend upon the reverberation time, and they provide a means of separating the acoustical properties of a room from the quality of the electro-acoustical system.

Experimental results are given which were carried out in a room of variable reverberation time. The practical testing of a large public address system is described which confirmed the utility of the new method.

CONTENTS

A study of the distribution of capacity in single-layer coils excited at high frequencies leads to a general theory of the distribution of currents and voltages in the individual turns of the coil. Some of the results, experimentally confirmed, provide the following information; (*a*) *the value of the residual capacity of coils used in oscillating circuits;* (*b*) *the approximate determination of their resonant frequency;* (*c*) *the influence on antenna effect of grounding the central point of a coil and its dependence on the number of turns. Definitions of electric and magnetic heights of coils are introduced, which contribute to antenna effect* (*non-directional*) *and frame effect* (*directional*).

In the first section a study is made of the distribution of the currents and voltages in the different turns under the action of an e. m. f. operating in the circuit connected to the coil. In the second section the radiating properties of the coil are studied both in transmission and reception. The magnetic and electric heights of the more usual types of coil are calculated, and antenna and direction effects are dealt with. The paper concludes with notes on the factor of merit of coils excited by localised and distributed e. m. f.

Vol. IX - N. 7 Luglio 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

Die formalen Aehnlichkeiten, die zwischen elektrischen Schaltungen und Schwingungssystemen bestehen, erlauben, wie bekannt, die Eigenschaften letzterer aus denen eines elektrischen Schaltungsnetzes abzuleiten. Dank der sich daraus ergebenden Einfachheit der Berechnung, hat diese Methode in der Elektroakustik häufige Anwendung gefunden.

Es werden die Vorteile hervorgehoben, welche der Gebrauch von elektrischen Ersatzschaltungen bietet, wenn es sich darum handelt, das Verhalten eines Schwingungssystems bei Aenderung seiner Bestandteile zu untersuchen.

Ein praktischer Fall, welcher als Anwendungsbeispiel entwickelt wird, zeigt die weite Anpassungsmöglichkeit der Methode und die Leichtigkeit, mit welcher die optimalen Werte der mechanischen und akustischen Grössen eines Schwingungssystems bestimmt werden können.

Es werden die schon von einigen Forschern festgestellten Beziehungen zwischen Silbenverständlichkeit, Nachhallzeit und Geräusch wiedergegeben und auf die Einzelheiten hingewiesen, die für die Anwendung der Telephonometrie in der Untersuchung von Schallverstärkungs-Anlagen von Bedeutung sind.

Daraufhin wird eine neue Methode zur Durchführung der Verständlichkeitsmessungen vorgeschlagen, die darin besteht, eine gewisse Kadenz in der Aussendung der Logatome festzulegen. Ein besonderes Glimmlampen-Metronom wurde dafür gebaut.

Die Aenderung der Silbenverständlichkeit als Funktion der neu eingeführten Variabel steht in Beziehung mit der Nachhallzeit und gibt darum die Möglichkeit die akustischen Eigenschaften der Räume und die Güte der elektroakustichen Anlage getrennt zu beurteilen.



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. IX - N. 8-9 (PUBBLICAZIONE MENSILE) AGOSTO-SETTEMBRE 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA
TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

A.F. IX - 8-9 AGO.-SET. 1940

VOL. IX AGOSTO-SETTEMBRE 1940-XVIII N. 8-9

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. o S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO. . . » 6

ANNATE ARRETRATE: I (1932), L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937), L. 40 CIASCUNA; VII (1938), VIII (1939), L. 50 CIASCUNA.

SOMMARIO

Vol. IX Agosto-Settembre 1940-XVIII N. 8-9

ALTA FREQUENZA



Prove sistematiche su radioricevitori.

Nel campo delle prove sui radioricevitori molto si è fatto e scritto in Italia e all'estero, sia dal punto di vista sperimentale vero e proprio, sia dal punto di vista della normalizzazione.

Le norme per le prove su tali apparecchi sono state elaborate in Italia già da diversi anni, per iniziativa del competente sottocomitato del Comitato Elettrotecnico Italiano e per cura dell'Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina. Con la collaborazione degli altri istituti italiani delle forze armate, dell'Istituto sperimentale delle Comunicazioni e dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris, il C. E. I. ha potuto diffondere tra gli interessati, ormai da due anni, una serie di proposte per codeste norme.

La loro pubblicazione sotto forma di schema è stata fino ad ora differita in considerazione della scarsità del materiale sperimentale raccolto e pubblicato sull'argomento, in conseguenza di che alcuni punti delle norme stesse sono tuttavia incerti. È quindi assai opportuna l'iniziativa presa presso l'I. E. N., per la quale l'ingegnere Egidi ha cominciato l'esame sistematico degli apparecchi radiofonici costruiti in Italia. Si consegue in tal modo il duplice risultato di conoscere comparativamente la produzione nazionale e di raccogliere un copioso corredo di dati, quale è necessario per un sicuro collaudo delle proposte di norme, nei riguardi della loro applicabilità e dell'aderenza alle reali condizioni di funzionamento.

Il lavoro non aspira a rivestire un vero e proprio carattere originale, nel senso classico della parola, ma per l'organicità della ricerca e per l'interpretazione assoluta e comparativa dei risultati presenta aspetti

di novità, che meritano segnalazione: sotto questo riguardo, in particolare, intendiamo richiamare su di esso l'attenzione dei lettori.

Data la mole dei risultati sperimentali, si è ritenuto conveniente suddividere la pubblicazione in un certo numero di parti. La prima di esse vede ora la luce; delle successive, già iniziate, si confida di poter curare presto la continuazione e il compimento.

Raddrizzatori a secco e strumenti logaritmici.

L'uso delle così dette unità logaritmiche si è notoriamente assai diffuso nel campo delle comunicazioni elettriche e dell'acustica applicata; e corrispondentemente nella tecnica delle misure si è sentita la necessità di strumenti a indicazione logaritmica.

Le stesse ragioni di comodità e praticità, che hanno favorito l'introduzione degli strumenti logaritmici, dando luogo a numerosissimi tentativi e studi per attuarli nelle forme più svariate, hanno indotto a ricercare i dispositivi più semplici e più comodamente applicabili per ottenere apparecchi maneggevoli, poco ingombranti, di uso facile ed immediato.

I raddrizzatori a secco e, in particolare, i raddrizzatori a ossidulo di rame, che già per molti versi continuano a dar luogo ad applicazioni interessanti nella tecnica delle elettrocomunicazioni, hanno attirato l'attenzione dei ricercatori anche nei riguardi dell'attuazione di dispositivi ad indicazione logaritmica. Rispetto agli apparecchi a tubi elettronici, quelli facenti uso di raddrizzatori a secco hanno ovviamente il vantaggio di essere più semplici e di non richiedere alimentazioni.

L'indagine che presentiamo, svolta con successo per via sperimentale dal dottore MANFRINO, tende a stabilire come e fino a qual limite si possa estendere la gamma in decibel d'uno strumento in cui si faccia uso di due o più raddrizzatori a secco, opportunamente collegati.

Un altro aspetto assai interessante della ricerca è quello relativo ai risultati sistematici raccolti circa l'influenza che le variazioni della temperatura hanno sul comportamento dei raddrizzatori ad ossidulo di rame, in vista delle particolari applicazioni accennate. Purtroppo tale comportamento costituisce un punto debole di ogni dispositivo con

raddrizzatori a secco; tanto più utile risulta perciò la conoscenza precisa degli errori e degli scarti che a codesta causa sono da addebitare nella pratica.

Caratteristiche di ponti di misura.

Riteniamo si possa affermare, che nessun metodo o dispositivo di misura ha avuto ed ha così larga messe di applicazioni, raggruppabili o riportabili sempre sotto il medesimo principio fondamentale, quante ne conta quello schema classico a ponte, che il Christie propose nel 1833 e il Wheatstone applicò per primo, nel 1843, alla misura delle resistenze: pochi forse oggi sanno che Heaviside cercò di ribattezzarlo col nome del suo primo ideatore, ma, come constatiamo, la rivendicazione non ebbe fortuna.



Libri, articoli, note furono e sono dedicati a codesto soggetto; e ponti, « bridges », « Brücken », « ponts », « puentes » si affacciano dappertutto, dove ci si occupi di materia attinente all'elettricità. Sarebbe interessante, da un punto di vista storico, una bibliografia completa dell'argomento, ma sarebbe interminabile. Bibliografie parziali, anche ricchissime, esistono e sono non poco istruttive. Vi si succedono proposte di schemi nuovi, applicazioni a campi intentati, classificazioni e teorie con carattere più o meno largo di generalità.

Fra gli aspetti sotto cui un ponte per misure d'impedenza può essere considerato, due meritano particolare attenzione, in special modo da parte di chi si proponga di scegliere lo schema più conveniente fra quelli adottabili per una data determinazione: l'attitudine del dispositivo ad essere rapidamente e facilmente portato alla condizione di equilibrio, e la sua sensibilità. Su tali questioni il collega LOMBARDI ha raccolto, nella nota che compare in questo fascicolo, il frutto di studi recenti e alcune considerazioni, che confidiamo interesseranno quanti hanno occasione di occuparsi o di servirsi di schemi a ponte per scopi di misura.

Sviluppo in serie e integrale di Fourier.

L'integrale e la serie, che vanno sotto il nome di Fourier, sono ambedue espressioni del noto teorema dello stesso autore: l'uno si può ricavare dall'altra e viceversa. Ma mentre il metodo di rappresentazione

di una funzione periodica sotto la forma della serie è generalmente noto ed universalmente usato nello studio dei fenomeni fisici di carattere alternativo, meno conosciuta è invece la rappresentazione come integrale. Quest'ultimo tuttavia presenta un notevole interesse, sia concettuale, in quanto costituisce un bel risultato matematico di carattere generale, conseguito adoperando mezzi relativamente semplici, sia pratico, perchè strumento non facilmente sostituibile nello studio di vari problemi.

Per fornire una trattazione ordinata dell'importante mezzo d'indagine e anche in vista di ulteriori applicazioni, il professore SARTORI espone le principali proprietà di codesto integrale, deducendone la definizione come naturale estensione di quella della serie omonima. Lo scritto sarà particolarmente gradito a coloro che si interessano della trattazione analitica dei problemi relativi alla tecnica delle alte frequenze; specialmente perchè è steso in forma tale da non richiedere grande corredo di cognizioni matematiche e perchè può concorrere a chiarire alcuni dubbi che non sono da escludere nella lettura di altri scritti, nei quali si è applicato l'integrale di Fourier senza unità di simboli e con formulazioni apparentemente diverse.

LA REDAZIONE.

PROVE SUI RICEVITORI RADIOFONICI

Determinazioni generali e misure sul complesso di bassa frequenza.

CLAUDIO EGIDI

Si è iniziata, presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris, una serie di prove sistematiche comparative su tredici ricevitori radiofonici costruiti da case italiane.

Dopo aver esposto le condizioni generali di prova, in relazione con l'alimentazione del ricevitore e con i tipi dei vari strumenti usati nell'esecuzione delle misure, si descrivono sommariamente gli apparecchi esaminati, specie per quanto riguarda il numero e l'utilizzazione dei tubi e le linee fondamentali degli schemi elettrici: vengono considerati con particolare attenzione gli amplificatori di bassa frequenza.

Seguono le prove di tipo generale (campi di frequenza di funzionamento, potenza assorbita dalla rete, e così via) i cui risultati sono riuniti in tabelle e diagrammi. Si esamina poi l'adattamento del carico al tubo finale di potenza, distinguendo i vari casi ed accompagnandoli con alcune considerazioni sui criteri da adottare.

L'indagine vera e propria sull'amplificatore di bassa frequenza si comincia con lo studio delle curve di sovraccarico e delle distorsioni a 400 Hz. Dai diagrammi vengono dedotti e tabulati i valori delle tre grandezze caratteristiche (sensibilità di potenza, limite di linearità, potenza di saturazione) e studiati comparativamente gli andamenti delle distorsioni armoniche.

Seguono infine le misure di risposta elettrica e delle distorsioni totali, eseguite di solito per quattro o cinque livelli di tensione d'entrata per ciascun ricevitore e accompagnate da alcune considerazioni sugli andamenti. Un cenno sulle misure con due segnali chiude l'esposizione di questa prima parte delle prove.

Premessa.

1. - Nella Sezione Radiotecnica dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris sono in corso misure elettriche sistematiche sui ricevitori per radiodiffusione, mentre analoghe misure elettroacustiche sono state iniziate nella Sezione Elettroacustica.

In considerazione della mole dei risultati sperimentali, si è ritenuto conveniente dividere le prove in gruppi da pubblicarsi separatamente.

Duplice è lo scopo della ricerca: si tratta in primo luogo di determinare le caratteristiche della produzione radiofonica ad una determinata epoca e in secondo luogo di collaudare, alla luce di un copioso materiale sperimentale, le proposte di norme sui radioricevitori, cui verrà in un secondo tempo data forma definitiva dalla C. E. I.

A tale scopo sono stati utilizzati tredici radioricevitori che, fabbricati dalle principali case italiane, erano in vendita nel 1939 sul mercato nazionale. Essi sono stati scelti con il criterio di non scostarsi troppo dal tipo normale che domina il mercato, nel senso di eliminare senz'altro sia i tipi popolari, sia i modelli di lusso. Solo in tal modo infatti una serie di prove può dar luogo a risultati concludenti.

È doveroso porgere un vivo ringraziamento alle Ditte italiane che in parte hanno generosamente donato, in parte cortesemente imprestato all'I. E. N., il ricevitore loro richiesto. Esse sono: Allocchio Bacchini, C. G. E., Imca, Magnadyne, Marelli, La Voce del Padrone-Columbia-Marconiphone, Philips, Phonola, S.A.F.A.R., Savigliano, Telefunken, Unda, Watt.

Per ovvie ragioni di discrezione gli apparecchi verranno contrassegnati con le prime tredici lettere dell'alfabeto, facendole corrispondere agli apparecchi nominati in ordine affatto diverso ed indipendente da quello qui sopra indicato.

Condizioni generali di prova.

2. - Il generatore di segnali campione può fornire una tensione variabile con continuità fra 1 μV e 1 V con una frequenza che scende al minimo poco al di sotto di 100 kHz, mentre al massimo giunge fino a circa 30 MHz. Esso è alimentato con corrente continua: in tal modo, ad una elevata stabilità di frequenza e di tensione si unisce la possibilità di tenere più basso che sia possibile il livello di rumore. Questa condizione è, come si vedrà, necessaria per eseguire le misure di sensibilità.

Un altro generatore di segnali campione, in cui però la tensione all'uscita raggiunge al massimo 0,1 V, viene usato per fornire il segnale accordato nella prova di selettività con due segnali.

Lo schermo esterno del generatore di segnali viene collegato, con un conduttore lungo pochi centimetri, al punto più prossimo alla rete interna della gabbia schermante doppia, entro cui si eseguono le prove. L'accumulatore che fornisce la tensione per i filamenti è sistemato dentro la gabbia insieme con le altre apparecchiature; la batteria che fornisce le tensioni anodiche è invece immediatamente fuori di essa e collegata all'interno mediante un gruppo di filtri.

3. - La tensione a radiofrequenza prodotta dal generatore viene portata ai morsetti antenna-terra del ricevitore attraverso un tratto di cavo lungo circa 70 cm, seguito dall'antenna fittizia. Il cavo ha una

capacità di circa 28 μμF, cui corrisponde a 30 MHz (la più alta frequenza normalmente usata nei ricevitori radiofonici) una reattanza di 190 Ω. Rispetto all'impedenza d'uscita dell'attenuatore, che fino a 1 mV è di 10 Ω, tale reattanza in parallelo è completamente trascurabile; per la massima tensione l'impedenza d'uscita è di 52,5 Ω e in tal caso l'errore sarebbe circa del 5 %, ma si deve notare, che le posizioni di tensione massima sono usate assai poco alle frequenze alte, non essendo possibile eseguire in quelle condizioni la misura della selettività, che richiede a sua volta le massime tensioni. Il cavo è coassiale con

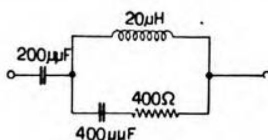


Fig. 1. — Schema dell'antenna fittizia normale usata per tutti i campi di frequenza.

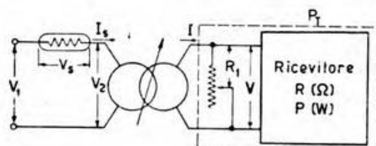


Fig. 2. — Circuito di stabilizzazione del ricevitore, utilizzante una resistenza a ferro-idrogeno.

doppio schermo: lo schermo esterno, collegato con quello interno alla estremità verso il generatore, è destinato ad evitare eventuali radiazioni da parte del conduttore di ritorno (schermo interno). L'antenna fittizia, del tipo unico per tutte le frequenze, presenta il noto schema di figura 1.

Per le prove di selettività con due segnali si adotta la disposizione in parallelo e quindi le due antenne fittizie, i cui estremi, uniti, vengono collegati al generatore, hanno valori doppi di resistenza e di induttanza e metà di capacità.

4. - Il ricevitore viene alimentato dalla rete stradale (attraverso un'altra coppia di filtri, sistemati anch'essi sulla parete della gabbia schermante), per il tramite di un semplice dispositivo di stabilizzazione con resistenza a ferro nell'idrogeno (fig. 2). Come è noto infatti, la corrente assorbita dall'apparecchio in prova è praticamente costante al variare della potenza utile, cosicchè è possibile utilizzare un dispositivo che, come la resistenza a ferro-idrogeno, stabilizza una corrente anzichè una tensione ([1]). Circa l'inerzia che un tale sistema presenta

---

([1]) Se così non fosse, la stabilizzazione si risolverebbe in un danno, anzichè in un vantaggio, perchè ad una piccola variazione della corrente assorbita corrisponderebbe una variazione della tensione applicata, tanto maggiore quanto più efficiente è la stabilizzazione.

È facile vedere quale rapporto interceda fra una variazione relativa di potenza assorbita e la corrispondente variazione della tensione appli-

e che spesso in altre applicazioni lo rende inutilizzabile, basta ricordare che nel nostro caso interessa essenzialmente la stabilizzazione a lungo periodo. Il rapporto fra le variazioni della tensione di rete e quelle della tensione regolata è circa 5.

L'unica modifica che è necessario eseguire sull'apparecchio consiste nel sostituire la bobina mobile dell'altoparlante con una resistenza ohmica di valore uguale al modulo dell'impedenza della bobina stessa, misurata a 400 Hz. In pratica tale modulo non è costante al variare della tensione applicata alla bobina, cosicchè si suole scegliere per esso un valore possibilmente intero e prossimo alla media dei valori trovati.

---

cata, supponendo — come è legittimo fare — che per la durata del fenomeno la tensione di rete rimanga costante.

Consideriamo la figura 2 e ricordiamo che la caratteristica della resistenza a ferro-idrogeno nel tratto rettilineo può essere rappresentata (fig. 3) dall'equazione $I_s = I_0 + gV_s$, dove I_s e V_s sono rispettivamente la corrente stabilizzata e la tensione ai capi dello stabilizzatore, mentre I_0 è l'intercetta sull'asse delle ordinate dal prolungamento del tratto rettilineo di caratteristica e g è la tng α. Chiamiamo V_2 e V le tensioni rispettivamente a monte e a valle del variatore di tensione (*variac*), e trascuriamo sia la potenza assorbita in quest'ultimo sia lo sfasamento fra V e I_s; con ciò non faremo che peggiorare le condizioni reali. Ammettiamo inoltre che $k = V_2/V = I/I_s$ = numero reale. Allora, indicando con V_1 la tensione applicata, è:

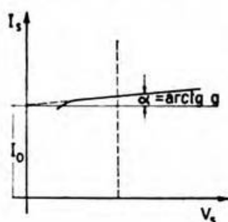


Fig. 3. — Caratteristica (I_s, V_s) di una resistenza stabilizzatrice a ferro-idrogeno, nel campo di regolazione.

$$I_s = I_0 + g(V_1 - V_2) = I/k = P_T/(kV) = (P + V^2/R_1)/(kV);$$

$$(I_0 + gV_1) - gkV = P/(kV) + V/(kR_1);$$

e detto $A = I_0 + gV_1$:

$$V^2(1 + gk^2R_1) - AkR_1V + PR_1 = 0;$$

ponendo ancora $B = 1 + gk^2R_1$ e $C = AkR_1$, si ha:

$$BV^2 - CV + PR_1 = 0 .$$

Derivando rispetto a V:

$$2\,BV - C + \frac{dP}{dV} R_1 = 0 \qquad \frac{dP}{dV} = \frac{C - 2\,BV}{R_1} \qquad \frac{dP}{P} = \frac{C - 2\,BV}{C - BV}\,\frac{dV}{V} .$$

Chiamando $p = dP/P$ e $v = dV/V$ le due variazioni percentuali, abbiamo quindi l'espressione finale:

$$v = \frac{C - BV}{C - 2\,BV}\,p .$$

Il caso più sfavorevole sarà indubbiamente quando la R_1 manchi, perchè allora una variazione p della potenza del ricevitore sarà la variazione di

5. - La misura della potenza d'uscita si esegue normalmente (tolto il caso delle misure del complesso di bassa frequenza, in cui si usa l'analizzatore armonico) servendosi di un voltmetro a valore efficace, derivato ai capi della resistenza di carico (sostituita alla bobina mobile).

6. - L'ambiente in cui si eseguono le misure a radiofrequenza è — come già accennato — una gabbia schermante (2) con due fitte reti collegate fra loro in un solo punto, al fine di evitare correnti di circolazione.

Apparecchi esaminati.

7. - Per una più evidente comprensione delle caratteristiche degli apparecchi esaminati, che sono a supereterodina, si ritiene conveniente dare di essi una sia pur semplice classificazione, facendoli derivare tutti dal tipo classico a cinque tubi e sei circuiti accordati. Le funzioni dei tubi sono, com'è noto: 1° oscillatore mescolatore multigriglia (triodo-esodo, eptodo, ottodo); 2° amplificatore di frequenza intermedia a transconduttanza variabile (pentodo); 3° rivelatore, regolatore automatico di sensibilità, preamplificatore di bassa frequenza (doppio diodo-triodo o doppio diodo-pentodo); 4° amplificatore finale (di potenza) di bassa frequenza (triodo finale, tetrodo a fascio elettronico, pentodo finale); 5° rettificatore doppio (doppio diodo). I circuiti risonanti (fissi o variabili) sono accordati sulle frequenze: 1° radiofrequenza in arrivo (variabile); 2° radiofrequenza dell'oscillatore locale (variabile); 3° e 4° frequenza intermedia: primo filtro di banda (fisso); 5° e 6° frequenza intermedia: secondo filtro di banda (fisso).

---

tutta la potenza utile; invece, se R_1 avesse un valore finito, la p andrebbe divisa per il rapporto fra la potenza totale e la potenza del ricevitore.

Consideriamo il caso più sfavorevole, cioè quello in cui $R_1 \longrightarrow \infty$. L'espressione diventa allora:

$$v = \frac{Ak - gk^2V}{Ak - 2gk^2V}\, p\,.$$

In pratica si aveva $g = 2{,}35$ mS; $A = 1{,}288$ A; $k = 1{,}506$; $V = 110$ V, cosicchè:

$$v = \frac{1{,}288 \times 1{,}506 - 2{,}26 \times 2{,}35 \times 10^{-3} \times 110}{1{,}288 \times 1{,}506 - 2 \times 2{,}26 \times 2{,}35 \times 10^{-3} \times 110}\, p = 1{,}76\, p\,,$$

cioè la variazione percentuale di tensione è poco meno del doppio di quella di potenza. Sopra un ricevitore alimentato a 105 V si è provato che ad una variazione di potenza del 2,3 ‰ circa corrispondeva all'incirca una variazione di tensione del 4,8 ‰, in buon accordo con il risultato del calcolo.

(2) P. Lombardi: L'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris - L'Elettrot., 1938, XXV, p. 774, 816 e 868 (p. 875); Pubbl. I. E. N., 1938, 38 (p. 75).

8. - Tre dei ricevitori esaminati rispondono completamente allo schema tipo ora descritto. Uno di essi ha inoltre l'indicatore ottico di sintonia a tubo fluorescente e il comando automatico di sintonia a pulsanti.

9. - Cinque ricevitori hanno sei tubi. Uno di essi deriva dal tipo classico a cinque tubi per separazione delle due funzioni di oscillatore locale e mescolatore, utilizzando due tubi al posto di uno. I circuiti accordati sono naturalmente sempre sei. Un altro separa invece le due funzioni di rivelazione-regolazione automatica di sensibilità e preamplificazione di bassa frequenza, usando per esse due tubi distinti, cioè un doppio diodo e un pentodo. I circuiti accordati sono sei. È provvisto inoltre di indicatore ottico di sintonia a tubo fluorescente e di comando automatico di sintonia a pulsanti. Un terzo aggiunge allo schema normale un amplificatore di radiofrequenza e quindi ha sette circuiti accordati invece di sei. È provvisto inoltre di amplificatore per l'indicatore ottico di sintonia, al neon. Un quarto aggiunge un secondo amplificatore di media frequenza e quindi un ulteriore circuito accordato su di essa, così da averne in totale sette; ha poi l'indicatore ottico di sintonia a tubo fluorescente. Il quinto infine è provvisto di uno stadio amplificatore di radiofrequenza (quindi ha sette circuiti accordati) e si serve di due tubi a doppio diodo-pentodo per la rivelazione, la regolazione e l'amplificazione di bassa frequenza, ottenuta con le sezioni pentodo connesse in parallelo. Ha poi l'indicatore ottico di sintonia a tubo fluorescente.

10. - Tre ricevitori hanno sette tubi. Uno di essi aggiunge un tubo amplificatore a radiofrequenza e impiega due tubi per disimpegnare le due funzioni distinte di oscillatore e mescolatore; ha otto circuiti accordati, poichè aggiunge un elemento intermedio al secondo filtro di banda, onde variare la forma della curva di selettività; è provvisto d'indicatore ottico di sintonia (lampada al neon). Un secondo aggiunge un amplificatore di radiofrequenza e un tubo finale di bassa frequenza per costituire il controfase; ha sette circuiti accordati; è provvisto del comando automatico di sintonia a pulsanti. Il terzo infine aggiunge un tubo finale per costituire il controfase e un tubo amplificatore intermedio come pilota dei due finali; ha sei circuiti accordati.

11. - Un ricevitore ha otto tubi, poichè in esso viene aggiunto un amplificatore a radiofrequenza, vengono impiegati due tubi per disimpegnare le due funzioni distinte di oscillatore e mescolatore, vengono utilizzati infine due tubi, invece di uno, per la rivelazione-regolazione automatica di sensibilità e per la preamplificazione di bassa frequenza. Ha sette circuiti accordati.

12. - Da ultimo si considera un apparecchio a circuito riflesso (reflex), a cinque tubi, nel quale si aggiunge un tubo amplificatore a radiofrequenza, mentre un solo tubo disimpegna la funzione di amplificatore di frequenza intermedia, rivelatore, regolatore automatico di sensibilità, preamplificatore di bassa frequenza. Ha naturalmente sette circuiti accordati. È provvisto di indicatore ottico di sintonia a tubo fluorescente.

Notizie sui complessi di bassa frequenza.

13. - Come si è visto, quasi tutti i ricevitori, e precisamente 10 su 13, hanno per la bassa frequenza un preamplificatore (triodo o pentodo) e un amplificatore finale (triodo, tetrodo a fascio, pentodo). Il preamplificatore ha anche il doppio diodo per la rivelazione e la regolazione in otto di essi, mentre negli altri due le funzioni sono separate. I triodi usati come preamplificatori sono le sezioni triodo del 6Q7, 75, EBC3; i pentodi sono il 6J7 e le sezioni pentodo del 6B7 e 6B8. Come tubi finali vengono usati triodi come il 2A3, o prevalentemente tetrodi a fascio elettronico, del tipo 6L6 e 6V6, e pentodi (42 e EL6).

Per quanto riguarda i tre ricevitori di tipo diverso, uno utilizza due pentodi in parallelo (EBL1) che disimpegnano contemporaneamente la funzione di preamplificatori e amplificatori di potenza, gli altri due hanno lo stadio finale in controfase con pentodi (EL3 per il primo e AL4 per il secondo) e il pilota è nel primo caso il preamplificatore (EBC3), mentre nell'altro, pilota e preamplificatori sono separati (ABC1 e AC2 rispettivamente).

14. - Il regolatore di tono (fig. 4) è del tipo solito, costituito cioè da una resistenza variabile *R* connessa a reostato (*a*) o a potenziometro (*b*) (che talora ha in serie una resistenza fissa *r*), con la presa variabile con-

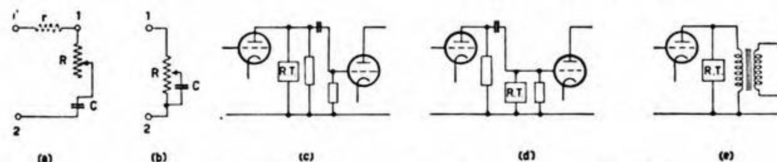


Fig. 4. — Schemi comuni di regolatori di tono (*R.T.*).

nessa ad un condensatore *C*. L'altro estremo di questo (terminale 2) ed un estremo del potenziometro (terminale 1) o della resistenza fissa (terminale 1') collegano generalmente la placca del preamplificatore (*c*) o la griglia del tubo finale (*d*) e la terra, mentre in qualche caso (*e*) sono derivati fra la terra e il primario del traslatore d'uscita. La disposizione del regolatore di tono è leggermente più complicata nel caso di amplificatori provvisti di controreazione, ma sostanzialmente lo schema è come quello descritto.

15. - Il regolatore dell'amplificazione di bassa frequenza, comunemente noto sotto il nome di regolatore di volume, è all'entrata dell'amplificatore. Cioè la tensione di bassa frequenza viene applicata ai capi di un potenziometro il cui estremo superiore, considerando — come noi qui facciamo — il funzionamento della sola bassa frequenza, è connesso al morsetto superiore della presa fonografica, direttamente o attraverso un condensatore. La presa centrale è connessa direttamente, o attraverso un condensatore, alla griglia del preamplificatore. Nel primo caso il potenziometro oltre ad avere la funzione di partitore ha anche quella di resistenza di griglia per il primo tubo. Talora all'ingresso della presa fonografica si trova derivata una resistenza di valore ohmico relativamente basso, avente funzioni correttive per particolari tipi di rilevatori fonografici. Di essa va tenuto conto nell'esecuzione delle misure.

16. - Altre regolazioni sono quella della controreazione e quella destinata ad esaltare i bassi nella riproduzione della musica.

17. - Tutti gli apparecchi esaminati sono provvisti di un solo altoparlante, ma parecchi hanno una presa supplementare per altoparlante ausiliario ed in alcuni è prevista anche la possibilità di ricezione con la cuffia. Gli altoparlanti sono del tipo elettrodinamico e la bobina d'eccitazione viene generalmente utilizzata come induttanza di livellamento nell'alimentatore.

Campi di frequenza di funzionamento.

18. - Onde evitare inutili duplicati, si è ritenuto opportuno inserire qui senz'altro la determinazione dei campi di frequenza di funzionamento, unica misura a radiofrequenza riportata nel presente lavoro, allo scopo di completare in un certo senso la descrizione degli apparecchi. Per la sua determinazione sono state applicate all'ingresso dei ricevitori tensioni variabili fra 100 e 1000 μV, a seconda dell'apparecchio e della gamma. Le misure sono state eseguite con i regolatori di selettività, quando c'erano, nella posizione di selettività massima (com'è noto infatti, si hanno piccoli spostamenti della frequenza d'accordo al variare della larghezza di banda), e misurando la frequenza con un ondametro eterodina di precisione. I risultati sono riportati nei grafici delle figure 5 e 6.

Ordine delle prove.

19. - Al fine di determinare il tipo di tubo stabilizzatore e il valore della resistenza di aggiustamento (vedi § 4), è necessario conoscere la potenza assorbita in corrispondenza di una delle tensioni nominali del ricevitore, scelta a piacere fra quelle indicate. Si è scelta per tutti gli apparecchi la tensione di 110 V e sotto una tale tensione le potenze assorbite in watt sono risultate all'incirca, nell'ordine (A, B, C, ...):

110, 90, 93, 70, 100, 58, 107, 86, 90, 72, 141, 96, 99. L'apparecchio si comporta praticamente come una resistenza ohmica entro il + 5 % e — 10 % della tensione applicata. Per esempio, il ricevitore *I* equivale ad una resistenza di 134,6 Ω per 110 V, 133,7 per 115, 134,5 per 105, 131,6 per 100.

20. - Stabilizzato il ricevitore si possono iniziare le prove, determinando in primo luogo il modulo dell'impedenza della bobina mobile. Tale misura viene effettuata, secondo le proposte di norme, alla frequenza di 400 Hz e per diversi valori della tensione applicata. Si sostituisce poi la bobina mobile con una resistenza pura di valore uguale al modulo determinato nella prova precedente, secondo il criterio che esporremo più innanzi. In queste condizioni il ricevitore è pronto per tutte le prove di carattere elettrico.

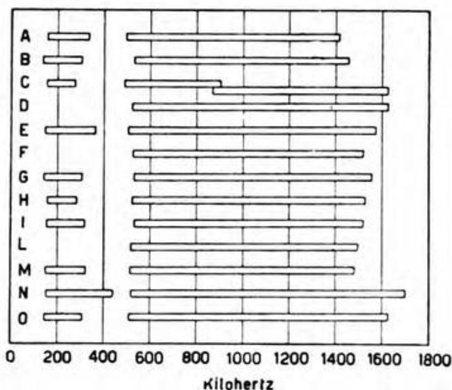


Fig. 5. — Campi di frequenza di funzionamento: onde lunghe e medie.

21. - Si iniziano quindi le prove a bassa frequenza, che si possono distinguere in prove di risposta elettrica, di distorsioni e di sovraccarico.

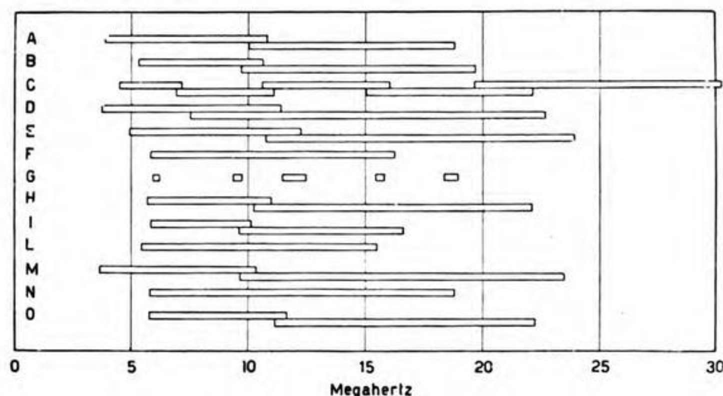


Fig. 6. — Campi di frequenza di funzionamento: onde corte.

22. - Seguono poi tutte le prove a radiofrequenza: sensibilità (tenendo conto del rumore di fondo), selettività con uno o due segnali, risposta elettrica, regolazione automatica di sensibilità.

La determinazione dei campi di frequenza di funzionamento, pur essendo una prova a radiofrequenza, la si è fatta precedere alle misure di bassa frequenza, come si è visto, per le ragioni accennate.

Determinazione del modulo d'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante.

23. - Nei ricevitori *A*, *B* e *C*, dato il tempo limitato per il quale si ebbero a disposizione, si eseguirono misure voltamperometriche rapide e senza pretesa di precisione eccessiva, con l'apparecchio spento, cioè

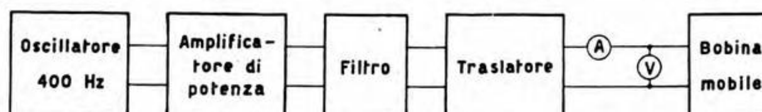


Fig 7. — Schema per la misura dell'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante.

senza eccitazione. In tutti gli altri, invece, furono eseguite misure più accurate, sia con eccitazione, sia senza, servendosi però sempre del voltmetro e dell'amperometro. La frequenza di prova, secondo quanto prescrivono le norme, è di 400 Hz; la tensione prodotta viene amplificata in potenza, filtrata e, attraverso un traslatore con bassa impedenza d'uscita avente buone caratteristiche di risposta, applicata alla bobina mobile (fig. 7). La tensione viene misurata con un millivoltmetro analizzatore (ma si potrebbe ugualmente bene misurare con un apparecchio a valor massimo), e la corrente con termocoppie. La misura così eseguita sarebbe ovviamente errata se, pur essendo la tensione indistorta (per esempio, entro l'1 %) la corrente fosse fortemente distorta (per esempio, del 20 % o più). Per evitare ciò la corrente è stata analizzata e si è trovato che le distorsioni sono al massimo di qualche percento, in modo da non portare sensibili errori nella determinazione del modulo d'impedenza.

L'incertezza di una tale determinazione, ammettendo al massimo un errore del $\pm$ 2 % nella taratura del voltmetro ed altrettanto in quella dell'amperometro, sarà quindi del $\pm$ 4 % e di tale ordine sono infatti gli scarti massimi che si riscontrano nelle curve tracciate (fig. 8).

24. - L'andamento del modulo al crescere della potenza apparente è lievemente crescente e pressochè rettilineo in carta bilogaritmica: in media si può ritenere che vari circa del 10 % per una variazione di potenza, in rapporto, da 1 a 500. Da un certo limite in poi il valore del modulo cresce però abbastanza bruscamente, seguendo un andamento che, in carta bilogaritmica, è all'incirca parabolico ([3]), raccor-

([3]) Anche in carta lineare l'andamento è visibilmente parabolico, naturalmente con diverso ordine di parabola.

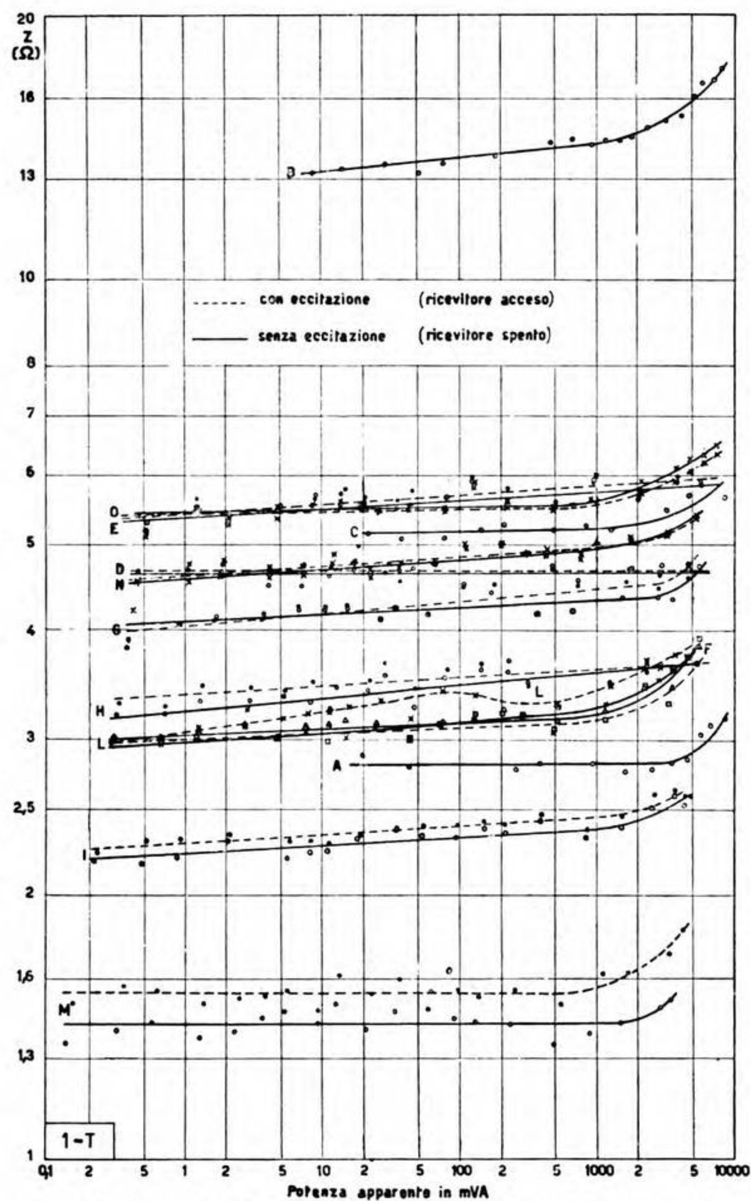


Fig. 8. — Andamento del modulo d'impedenza delle bobine mobili di tutti gli altoparlanti ([4]), al variare della potenza apparente da esse assorbita a 400 Hz.

([4]) Nella sigla 1-*T*, il numero indica l'ordine delle prove proposto come il più conveniente e la lettera significa che il diagramma è totale, cioè com-

dato con quello rettilineo precedente. Non è da ritenersi che tale variazione d'impedenza sia dovuta ad eccessiva ampiezza di escursione della bobina ed alla sua conseguente uscita dalla zona in cui il flusso della bobina fissa ha un andamento regolare. Se così fosse, si dovrebbe trovare una differenza sostanziale tra il funzionamento con ricevitore acceso e quello con ricevitore spento; inoltre l'impedenza equivalente (tale è l'impedenza misurata) tenderebbe piuttosto a diminuire anzichè a crescere con la corrente. Infatti, se si considera l'espressione dell'impedenza elettrica equivalente:

$$Z_t = Z_e + Z_{me},$$

in essa:

$$Z_{me} = \frac{A^2}{Z_m},$$

dove A è costante e $Z_m = R + j\left(M\omega - \frac{s_m}{\omega}\right)$. I simboli suddetti significano: Z_t l'impedenza totale (Ω), Z_m l'impedenza meccanica (kg/s), Z_e l'impedenza elettrica (Ω), A il fattore di forza (newton/A), Z_{me} l'impedenza elettrica equivalente a quella meccanica (Ω), R la resistenza meccanica (kg/s), M la massa (kg), $s_m = F/\xi$ la rigidezza (newton/m).

Ora, nell'espressione scritta, R ed M sono ovviamente costanti, mentre la rigidezza s_m tende ad aumentare quando gli spostamenti escono dai limiti di linearità; poichè la frequenza di prova (400 Hz) è superiore a quella di risonanza, la Z_m cresce in modulo e quindi Z_{me} diminuisce.

Si ritiene pertanto che l'aumento di Z_m sia dovuto ad un incremento della resistenza ohmica della bobina. Infatti, quando la corrente supera 1 A, date le normali sezioni di filo usate, si avrà un sovrariscaldamento di qualche diecina di gradi rispetto alla temperatura normale. In tal caso si trova perfettamente giustificato un aumento di resistenza che si aggira sul 10 % circa nell'intervallo riportato nei diagrammi.

La stretta somiglianza fra l'andamento dell'impedenza con eccitazione e quello senza e il piccolo scarto assoluto riscontrato in generale fra i valori medi (tabella I) fanno ritenere trascurabile il valore dell'impedenza acustica di fronte a quella elettrica, confermando in tal modo quanto esposto sopra. Il basso valore di rendimento che, com'è noto, compete agli altoparlanti, convalida i risultati di cui s'è detto. L'esistenza del magnetismo residuo non potrebbe in alcun caso giustificare una così stretta analogia d'andamenti.

---

prende tutti gli apparecchi. Una tale sigla verrà in seguito riportata in fondo a tutti i diagrammi il cui rilevamento si considera fondamentale per i ricevitori radiofonici; la lettera sarà, invece di T, quella corrispondente al relativo ricevitore.

TABELLA I.

Ricevitore	D	E	F	G	H
Scarto percentuale d'impedenza (*)	— 8,0	— 0,9	+ 0,8	— 0,2	— 1,4
Ricevitore	I	L	M	N	O
Scarto percentuale d'impedenza (*)	— 2,6	— 4,4	— 9,1	— 0,4	+ 0,9

(*) I valori positivi sono certamente errati; ma essendo compresi entro l'1 % rientrano evidentemente nel limite d'errore tollerato nella misura: qui essendo costante la lettura dell'amperometro, gli errori dipendono solo dal voltmetro e sono quindi più piccoli di quelli considerati precedentemente.

25. - Per tutte le prove si è quindi sostituita la bobina mobile con una resistenza ohmica, di 1,5 e 2,5 Ω rispettivamente, per i ricevitori M ed I, e del valore intero più prossimo al valore medio trovato, per tutti gli altri ricevitori.

Per il ricevitore D la misura dell'impedenza è stata eseguita anche a 800 Hz, per vedere quale differenza ne risultasse nella scelta della resistenza ohmica da sostituire alla bobina mobile. I valori medi determinati col voltmetro e con l'amperometro sono:

$$Z_{400} = 4{,}70\ \Omega, \qquad Z_{800} = 6{,}06\ \Omega.$$

Da essi si possono dedurre con buona precisione la resistenza e la induttanza, ammesso che i rispettivi valori non variino troppo con la frequenza (il che è perfettamente legittimo per la seconda):

$$R = 4{,}15\ \Omega, \qquad L = 0{,}88\ \text{mH}.$$

Allo scopo di confermare sperimentalmente la deduzione sviluppata per spiegare l'aumento brusco d'impedenza che si riscontra in generale quando siano superati certi limiti di potenza, si è misurata la resistenza della bobina mobile con corrente continua (ricevitore G). Al crescere della tensione applicata si è misurata la relativa corrente e, calcolate la resistenza e la potenza, è stato determinato il sopraelevamento di temperatura che si riscontra nell'avvolgimento. Il risultato (fig. 9) concorda assai bene con i valori forniti dalla letteratura (5) e conferma

(5) F. MASSA: Temperature reduction in high-powered loudspeakers - R. C. A. Rev., 1938, III, p. 196.

la semplice deduzione teorica sopra accennata. Si vede in sostanza come sia in ogni caso pericoloso far funzionare l'altoparlante nella zona in cui la resistenza ohmica cresce rapidamente, perchè la scarsissima ventilazione conseguente all'angustia del traferro provoca intollerabili sopraelevazioni di temperatura.

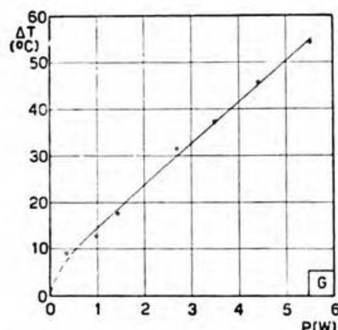


Fig. 9. — Incremento della temperatura rispetto all'ambiente ($\Delta T = 0$), riscontrato nel rame della bobina mobile al variare della potenza da essa assorbita in corrente continua.

26. - Come conclusione delle considerazioni esposte, si sottolinea il pericolo di usare i ricevitori nella zona di forte riscaldamento della bobina e si ritiene perciò consigliabile tenersi sempre bassi nel fissare il valore della potenza elettrica di listino, specie in vista di utilizzazioni nella zona pericolosa, di carattere sia pure eccezionale, ma sempre possibile.

Adattamento dell'altoparlante al tubo finale.

27. - La questione dell'adattamento non rientra direttamente fra le misure globali sui radioricevitori, quali sono in generale quelle di cui tratta il presente lavoro e che le norme mirano a stabilire. Per altro gli effetti della scelta del carico più opportuno per il tubo finale si avvertono implicitamente dai risultati delle misure di potenza e, soprattutto, di distorsione, eseguite sul complesso di bassa frequenza. Qui si è ritenuto conveniente trattarne in modo esplicito, perchè i risultati conseguibili dall'analisi saranno di grande utilità nell'interpretazione delle misure, che verranno riportate più avanti, e nella separazione delle varie cause che concorrono alla produzione delle distorsioni sul carico finale.

28. - Poichè nel funzionamento effettivo dell'amplificatore il carico sul tubo finale, costituito in ultima analisi dalla bobina mobile dell'altoparlante, varia con la frequenza, verrà adattato il tubo finale, tramite il traslatore, con quel valore dell'impedenza di carico che si presenta più frequentemente. Essa corrisponde quindi al valore di frequenza intermedio fra quelle più interessanti per una buona riproduzione ([6]) e che è compreso fra 200 e 1000 Hz circa. Qui si assume il valore del modulo d'impedenza a 400 Hz, perchè tale frequenza, oltre ad essere di valore all'incirca medio geometrico fra i due limiti accennati, corrisponde anche al valore normalmente usato in tutte le prove sui radio-

([6]) H. Pitsch: Die Anpassung des Lautsprechers an die Endröhre - F. T. M., 1937, 1, p. 19.

ricevitori. Si fa presente a tale proposito come, anche scegliendo il modulo d'impedenza a 800 Hz, le condizioni di funzionamento non verrebbero a cambiare di molto.

Tutte le misure che seguono sono pertanto eseguite a 400 Hz.

Il rapporto n fra le spire del traslatore d'uscita verrà dunque scelto in modo che il prodotto $Z_{400} \times n^2$ sia uguale al valore di carico ottimo per il tubo finale (7).

29. - I criteri da seguire nella scelta di tale carico sono, come è noto (8), legati a considerazioni non solo di potenza ma anche e soprattutto di distorsione. Cioè il carico più conveniente non sarà quello corrispondente alla massima potenza d'uscita, bensì quello per il quale le distorsioni sono minime o di valore abbastanza modesto. I criteri saranno diversi (6) (8) a seconda che il tubo finale sia un triodo o un pentodo o un tetrodo a fascio elettronico.

Distinguiamo i tre casi.

30. - *Triodo.* — Ricordiamo come la potenza cresca al crescere della resistenza di carico, fino a raggiungere un massimo, per poi diminuire lentamente. La distorsione totale, forte per piccole resistenze, diminuisce, al crescere del carico, con andamento iperbolico. Poichè la distorsione corrispondente alla potenza massima è in generale piuttosto rilevante, si sacrifica un poco la potenza, pur di ottenere una diminuzione di distorsioni, sovraadattando il tubo finale, cioè caricandolo con valore di resistenza superiore a quello di potenza massima. La soluzione di compromesso dev'essere tale da fornire una potenza non troppo minore del massimo, con un valore tollerabile delle distorsioni. Fra i ricevitori provati uno solo usava un triodo (2A3) come tubo finale.

---

(7) In seguito si tratterà l'adattamento considerando come variabile l'impedenza della bobina mobile anzichè il rapporto di trasformazione del traslatore. Benchè questo procedimento non sia quello seguito nella pratica costruttiva corrente, nella quale si dispone di un altoparlante avente determinate caratteristiche e si tratta di progettare il traslatore in modo da conseguire l'adattamento, conviene riferirsi ad esso, perchè nelle prove globali sui ricevitori i rapporti di trasformazione non vengono misurati, mentre si misurano le impedenze delle bobine mobili.

(8) H. HERTEL: Die Klirrfaktoren niederfrequenter Verstärker- und Endröhren - F. T. M., 1936, 4, p. 135.

H. HERTEL: Verstärkerschaltungen mit der AD1. Eine Messtechnische Betrachtung - F. T. M., 1936, 9, p. 333.

Theoretical and practical considerations on class B and class A/B-amplification. (Second Part) - Philips Setmakers Bull., 1936, 27, p. 1.

W. KLEEN: Kennlinienfelder, Leistung und Verzerrung von Verstärkerröhren, insbesondere Endröhren - Telefunken Röhre, 1934, 2, p. 58.

O. H. SCHADE: Beam power tubes - Proc. I. R. E., 1938, XXVI, p. 137.

31. - *Pentodo.* — All'aumentare della resistenza di carico la potenza cresce rapidamente fino a raggiungere un massimo, poi diminuisce assai lentamente. In corrispondenza le distorsioni totali, molto rilevanti per valori bassi della resistenza, raggiungono un minimo, un poco spostato rispetto alla resistenza di potenza massima, per poi ricrescere rapidamente. Le curve di distorsione totale sono all'incirca simmetriche rispetto all'ordinata condotta per il punto più basso e il minimo è tanto più accentuato quanto più forte è la potenza, mentre per i livelli più bassi tale minimo è assai largo e spostato verso i valori più alti di frequenza.

Se invece di considerare la distorsione totale D_{tot} si osservano gli andamenti delle distorsioni parziali, si trova che la seconda armonica presenta un andamento analogo a quello della D_{tot}, salvo che il minimo è addirittura uno zero. In tal punto la curva presenta una cuspide. Il valore zero della seconda armonica corrisponde — com'è noto — a quella resistenza di carico per cui nella retta rappresentativa tracciata sulla famiglia di caratteristiche del pentodo, il punto di lavoro è il centro del segmento intercetto dalle due caratteristiche estreme di griglia. La terza armonica invece è funzione crescente della resistenza: l'aumento è peraltro assai lento.

Tutto quanto si è detto riguarda il solo pentodo finale; è naturale quindi, che i risultati derivanti dall'analisi globale dell'amplificatore di bassa frequenza (e questo vale anche per i tetrodi) siano alquanto diversi da quelli esposti. Infatti, sia il preamplificatore, sia il traslatore introducono per conto proprio distorsioni capaci di alterare la fisionomia delle curve; inoltre il tipo di circuito adottato, specie se sia prevista la controreazione, interviene in modo spesso decisivo sull'andamento delle medesime.

Per dare un quadro generale delle modificazioni possibili negli andamenti delle curve, confronteremo con i diagrammi tipici della letteratura (9) quattro casi particolari corrispondenti ad altrettanti ricevitori.

Il primo, *F* di figura 10, ha un semplice pentodo senza controreazione. Il minimo della distorsione è assai accentuato, specie per i livelli più alti, e in corrispondenza ad esso la potenza non ha ancora raggiunto il massimo (9). Appare assai conveniente scegliere per la bobina mobile il valore di 2 Ω (10), come quello che corrisponde sostanzialmente alle distorsioni minime, anche se la potenza corrispondente risulti alquanto inferiore alla massima. Qualora peraltro, data la classe dell'apparecchio, il costruttore ritenga preferibile sfruttare tutta la potenza a scapito delle distorsioni, una resistenza di 4 Ω potrà essere ritenuta più conveniente.

Il secondo caso (*N*) considera un amplificatore costituito da due tubi in parallelo, con funzioni cumulate di preamplificatore e amplificatore finale. La debole controreazione agente nelle condizioni di prova

(9) Vedi, ad esempio, O. SCHADE: loc. cit. nota (8), p. 148.
(10) Vedi nota (7).

(regolatore di volume al massimo e quindi controreazione minima) si fa notare soltanto per i valori bassi di resistenza, allorchè la diminuita tensione ai capi del carico incomincia ad essere dello stesso ordine di quella prelevata per la controreazione. Nelle condizioni accennate il

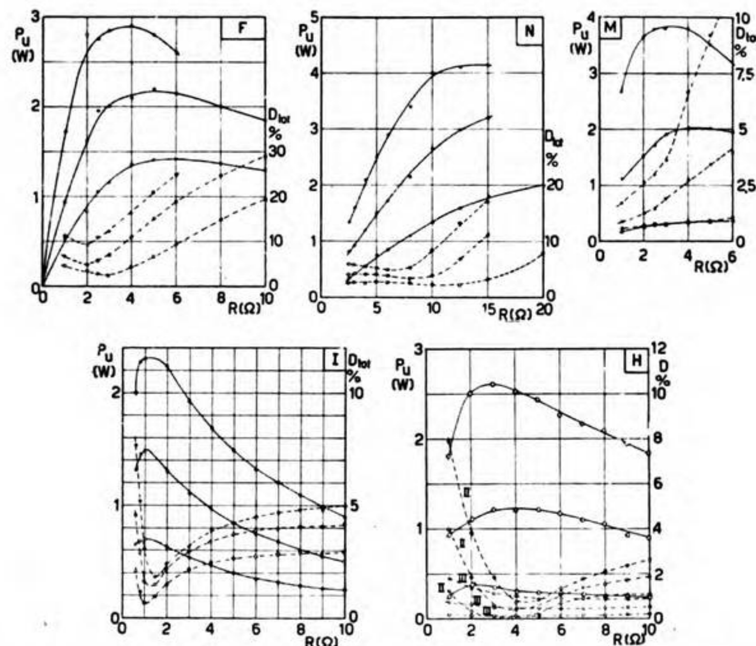


Fig. 10. — Potenza d'uscita (———) e distorsioni totali o di II e III armonica (- - - - -) al variare della resistenza ohmica su cui è chiuso il traslatore. Le tre curve corrispondono a tre diversi livelli della tensione d'entrata (f = 400 Hz).

carico più conveniente sarebbe 8 Ω. Può darsi tuttavia che per altre condizioni di funzionamento, in pratica assai più frequenti, convenga variare alquanto questo valore.

Il terzo caso (*M*) è quello di un amplificatore con due pentodi in controfase, cui la presenza di un pilota oltre al preamplificatore conferisce una notevole sensibilità di potenza [11]. Se il controfase fosse perfettamente equilibrato e gli stadi precedenti non introducessero distorsioni apprezzabili, la seconda armonica (come pure tutte le successive armoniche pari) sarebbe nulla e le distorsioni sarebbero praticamente tutte di terza armonica. L'andamento delle curve di distorsione rilevate è perfettamente aderente al caso teorico di sola terza

[11] Vedi § 39.

armonica e quindi non ci sono minimi. La resistenza di carico dovrà essere scelta fra 1 e 2 Ω, in maniera da contemperare un livello tollerabile di distorsioni, con una diminuzione non eccessiva di potenza.

32. - *Tetrodo a fascio elettronico.* — In questo caso non si segue, come per i pentodi, il criterio di scegliere il carico che corrisponde alla minima distorsione totale, bensì quello per cui sono minime le distorsioni di ordine alto. Infatti le armoniche di ordine alto non sono armoniose se di ordine dispari e, in generale, sono così diverse dalla fondamentale che ampiezze molto minori dell'1 % possono conferire alla nota un'acutezza sgradevole ([12]) o un sibilo molesto.

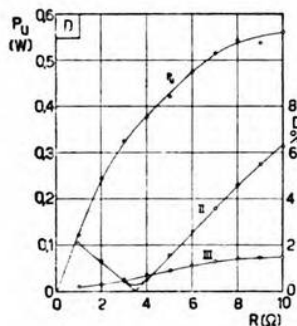


Fig. 11. — Potenza d'uscita e distorsioni di II e III armonica al variare della resistenza ohmica su cui è chiuso il traslatore, per un solo livello della tensione d'entrata. Il minimo della curva di II armonica sarebbe uno zero (- - - - -) se il preamplificatore non introducesse quantità apprezzabili di II armonica ($f = 400$ Hz).

Tracciando le curve di potenza e di distorsione analogamente a quanto è stato fatto per il caso dei pentodi, si ottengono curve come quelle della figura 10-*I*. Sempre nella stessa figura, in *H* sono state separate la seconda e la terza armonica; tuttavia l'andamento della distorsione totale è ovviamente del tutto simile a quello della seconda armonica. I ricevitori corrispondenti hanno lo stesso tubo finale (6L6), ma il preamplificatore nel primo è un pentodo, nel secondo invece è un triodo. La controreazione, presente in entrambi, provoca la dissimmetria delle curve di distorsione totale, che si nota in tutti e due, mentre la diversa sensibilità di potenza, maggiore nel primo, fa sì che i massimi e minimi siano nel diagramma *I* molto più accentuati che in quello *H*.

In assenza di controreazione (ricevitore di figura 11), l'andamento della seconda armonica è praticamente simmetrico, come se si trattasse del solo tubo finale, senza preamplificatore e traslatore. Ciò significa che le distorsioni introdotte da questi due elementi sono, almeno per il livello considerato, del tutto trascurabili. Per determinare quale sia la resistenza di carico più conveniente per il tubo finale, nel caso dell'ultimo ricevitore considerato, si è distaccato il traslatore e lo si è sostituito con una serie di carichi ohmici puri ([13]). Si è così tracciato il complesso di curve

([12]) O. SCHADE: loc. cit. nota ([8]), p. 138.

([13]) Si è avuto cura di deviare la corrente continua anodica attraverso una grossa induttanza, collegata alla placca direttamente e al carico attraverso una grossa capacità.

della figura 12. Su tale diagramma si potrà determinare il valore della resistenza di carico più conveniente. Per le considerazioni esposte essa dovrebbe risultare di circa 4000 Ω anzichè di 7000 Ω, perchè, specie per i livelli più alti, una resistenza più bassa porta ad una notevole diminuzione della IV e V armonica.

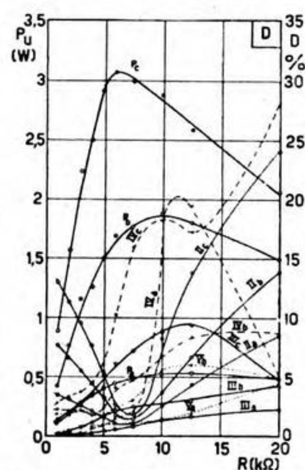


Fig. 12. — Potenza d'uscita e distorsioni di II, III, IV, V armonica al variare della resistenza ohmica su cui è chiuso il traslatore. Le tre curve corrispondono a tre diversi livelli della tensione d'entrata (a = =100 mV; b = 200 mV; c = 300 mV). Per le curve tratteggiate (IV e V armonica) la scala delle ordinate va divisa per 10 (f = = 400 Hz).

Misure sull'amplificatore di bassa frequenza.

33. - Le prove elettriche di risposta e di distorsione, in quanto se ne vogliano trarre conclusioni sulla qualità di riproduzione del ricevitore, hanno sempre un carattere convenzionale, perchè escludono dal funzionamento l'altoparlante: il giudizio definitivo sull'amplificatore di bassa frequenza può essere fornito soltanto dalle misure elettroacustiche corrispondenti (prove di fedeltà).

Peraltro, mentre da un canto, conoscendosi all'ingrosso le caratteristiche di riproduzione acustica dei normali altoparlanti, o per lo meno i loro andamenti, la risposta elettrica può fornire già elementi per un giudizio, sia pure grossolano, ma in molti casi sufficiente, sulle qualità di riproduzione acustica, d'altro canto, quando si voglia fare ancora un passo avanti, associando la curva di risposta elettrica con la caratteristica acustica di un altoparlante, si può, spesso con buona approssimazione, determinare la caratteristica acustica globale.

Per quanto poi riguarda le distorsioni elettriche, le deduzioni che se ne possono trarre hanno anche maggiore significato. Infatti si può ammettere che, sotto questo punto di vista, un ricevitore non sia in generale migliore di quanto appaia dalle prove elettriche, perchè una certa percentuale di distorsione presente nella tensione applicata alla bobina mobile non potrà generalmente diminuire durante la trasformazione elettroacustica, a meno che la frequenza corrispondente non cada oltre la frequenza limite superiore dell'altoparlante. Questo criterio, sebbene essenzialmente negativo, ha il pregio di determinare certi limiti.

Si ritiene opportuno precisare, a scanso di equivoci e di errate deduzioni che possano venir tratte dalle curve cui si è fatto cenno, che le misure di risposta e delle distorsioni sono ancor più convenzionali

quando siano predisposti opportuni dispositivi di correzione, che tengano conto dell'andamento dell'impedenza della bobina mobile. Se infatti si è studiato, ad esempio, un dispositivo di controreazione, che compensi le caratteristiche dell'amplificatore tenendo conto delle variazioni del carico, la sua presenza darà luogo ad andamenti apparentemente anomali quando il carico sia ohmico puro. Analogamente può accadere per le distorsioni.

In questi casi, che si verificano solo in piccola parte negli apparecchi esaminati, ma che costituirebbero invece la normalità quando si trattasse di modelli di lusso, le prove in questione resterebbero effettivamente poco significative nel senso accennato. Peraltro, anche in queste condizioni, converrebbe eseguire tali misure, per le importanti deduzioni che se ne possono trarre (e questo vale in generale) mediante confronto con quelle di risposta elettrica a radiofrequenza. Dal paragone delle curve corrispondenti si può ricavare l'attenuazione introdotta nelle frequenze più alte in rapporto a quella che corrisponde a 400 Hz, per effetto della selettività a frequenza radio e intermedia, e si possono confrontare i risultati con quelli forniti dalla prova di selettività con un segnale.

Considerazioni analoghe possono valere per le distorsioni.

Per quanto riguarda la risposta effettiva che, si ripete, viene rilevata per varie condizioni nella Sezione Elettroacustica, essa verrà accompagnata anche da curve di corrente nella bobina mobile, in guisa da consentire interessanti confronti fra prove elettroacustiche e prove elettriche.

34. - Tenendo conto delle considerazioni esposte, valide anche per le precedenti misure sull'adattamento, si è deciso di tracciare le curve di risposta e di distorsione con il noto procedimento. Si sostituisce cioè la bobina mobile dell'altoparlante con una resistenza ohmica di valore all'incirca uguale al modulo della sua impedenza a 400 Hz, si commuta il ricevitore nella posizione « fono », si mette il regolatore di tono nella posizione « tono alto » (massima fedeltà) e quello di amplificazione di bassa frequenza (volume) al massimo [14].

In queste condizioni e alimentando il ricevitore con tensione stabilizzata, di valore esattamente uguale a quello di targhetta, viene applicata una tensione, di ampiezza costante e di frequenza variabile fra 30 e 16 000 Hz, all'ingresso della presa fonografica. La tensione, prodotta da un oscillatore a battimenti avente basse distorsioni, viene successivamente filtrata mediante una batteria di filtri passa-basso e misurata con un voltmetro elettronico ad altissima impedenza d'ingresso, tale cioè da non produrre — a causa della rivelazione — deformazioni apprez-

(14) Soltanto in casi particolari e precisamente quando il regolatore comandi contemporaneamente anche altri organi (per esempio il variatore di controreazione), la misura viene ripetuta per una posizione diversa del regolatore stesso.

zabili nella forma della tensione stessa. Regolando questa in modo che il voltmetro segni sempre la stessa quantità, per esempio 1 V, la si applica ad un partitore resistivo tarato entro il 0,1 % nel campo delle frequenze acustiche (0 ÷ 10 000 Hz), la cui uscita è collegata alla presa fonografica. La tensione ai capi della resistenza ohmica di carico

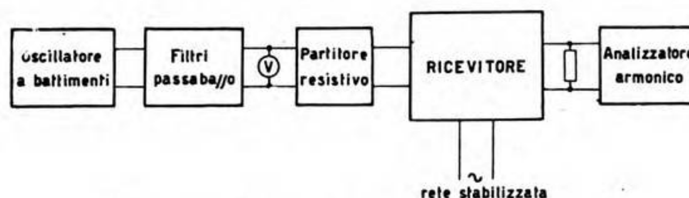


Fig. 13. — Schema del circuito per le misure sull'amplificatore di bassa frequenza.

viene analizzata con un analizzatore armonico, misurandone, con l'approssimazione del ± 2 % all'incirca, la fondamentale e le prime due armoniche.

Lo schema è quello indicato nella figura 13.

35. - In particolare poi, per la frequenza di 400 Hz, vengono tracciate le curve di sovraccarico con le distorsioni fino alla V e talora alla VI e VII armonica, mantenendo inalterata la tensione applicata all'entrata del partitore e aumentando successivamente la porzione prelevata da esso. In tal caso l'oscillatore a battimenti precedentemente usato viene sostituito con un oscillatore fisso a 400 Hz, provvisto di filtro interno; in tal modo il contenuto d'armoniche, prima dell'ordine dell'1 ‰, viene ulteriormente diminuito.

La curva di sovraccarico a 400 Hz è molto importante, come si vedrà in seguito in modo particolareggiato, per la determinazione dei tre valori caratteristici dell'amplificatore di bassa frequenza, cioè la sensibilità di potenza, il limite di linearità, la potenza di saturazione. La determinazione delle distorsioni, eseguita contemporaneamente, essendo spinta fino alle più alte armoniche apprezzabili, completa il quadro del funzionamento per tale importante valore di frequenza, mentre può fornire dati approssimativi per i valori adiacenti, trovandosi il 400 Hz al centro di una zona piuttosto uniforme, sia per l'amplificatore, sia per il traslatore.

Dalla curva di sovraccarico si dedurrà poi in seguito, per confronto con la curva del regolatore automatico di sensibilità (o di sovraccarico apparente totale), tracciata con il regolatore d'amplificazione di bassa frequenza (volume) al massimo, l'amplificazione degli stadi ad alta frequenza.

36. - Per quanto riguarda la risposta, un esame accurato e completo degli amplificatori di bassa frequenza può essere condotto solo determinando le caratteristiche di risposta e le distorsioni, oltre che nelle condizioni normali di funzionamento, anche in condizioni meno frequenti, ma pure importanti.

Pertanto su tutti i ricevitori sono state determinate le caratteristiche di risposta e le distorsioni per diversi valori della tensione d'entrata. Precisamente sono state scelte quelle tensioni, per cui la potenza d'uscita a 400 Hz avesse valori compresi fra 50 mW e qualche watt, a seconda della potenza dell'apparecchio. I valori sono, come si vedrà, ad esempio: 50, 200, 800, 2000 mW o simili. La potenza di 50 mW è stata assunta come la più piccola, considerandola corrispondente all'ingrosso all'intensità acustica appropriata per camere piccole ([15]), mentre la potenza massima corrisponde quasi sempre ad una condizione di sovraccarico.

37. - Per quanto riguarda la curva di sovraccarico a 400 Hz, la tensione alla presa fonografica viene aumentata fino ad ottenere la saturazione della potenza d'uscita. Questo si verifica allorchè a successivi incrementi della tensione d'entrata non corrisponde più aumento sensibile della tensione ai capi del carico. Le distorsioni vengono misurate, a seconda della loro entità, fino alla V o alla VI o alla VII armonica.

Nei capitoli seguenti verranno esaminate dapprima le curve del sovraccarico e delle distorsioni a 400 Hz. Si fa osservare che la potenza relativa alla curva di sovraccarico si riferisce soltanto alla fondamentale.

Prova di sovraccarico e misura delle distorsioni a 400 Hz.

38. - Per quanto riguarda la sola curva di sovraccarico, astraendo cioè dalle distorsioni, tre sono, come si è visto, le grandezze caratteristiche dell'amplificatore di bassa frequenza, completamente indipendenti fra loro e definibili con un solo numero per ciascuna: sensibilità di potenza, limite di linearità e potenza di saturazione.

39. - La *sensibilità di potenza* (S_p), che corrisponde geometricamente all'inclinazione della tangente alla curva di sovraccarico, condotta per l'origine, può essere espressa mediante la potenza che si ottiene con una determinata tensione all'entrata del fonorilevatore, cioè — numericamente — mediante il rapporto fra la radice quadrata della potenza e la tensione corrispondente al punto che si sposta lungo il tratto rettilineo della curva ([16]). Trattandosi di una grandezza, anzichè di un numero,

([15]) H. J. von Braunmuehl: Sensibilité des récepteurs - Doc. U. I. R., 9 giugno 1939, 587.

([16]) In tal modo al crescere della sensibilità cresce anche il numero, come dev'essere. Vedi in seguito l'analoga considerazione relativa alle curve di sensibilità.

Nella letteratura tecnica si trova definita con tal nome la tensione d'entrata necessaria per ottenere 50 mW di potenza d'uscita.

sarà necessario specificare che le unità usate per la potenza e la tensione sono ad esempio, rispettivamente, il watt e il volt. I valori trovati di S_p ($\Omega^{-1/2}$) sono stati riuniti nella tabella II.

TABELLA II.

Ricevitore	*B*	*C*	*D*	*E*	*F*	*G*
S_p	3,7	7,9	6,8	3,9	6,7	12,3
Ricevitore	*H*	*I*	*L*	*M*	*N*	*O*
S_p	5,7	8,8	8,1	21,6	8,2	5,2

Moltiplicando tali valori per la tensione d'entrata, ed elevando al quadrato, si ottiene la potenza: $P = (S_p \times V_e)^2$.

40. - Mentre la sensibilità di potenza è definita con ottima approssimazione (dell'1 %), il *limite di linearità* sfugge ad una valutazione precisa e si ritiene opportuno determinarlo mediante il punto che si scosta dalla retta di una determinata quantità. Ammessa la convenzionalità della scelta, si assume lo scarto del 5 % e si definisce il punto attraverso la sua ascissa V_u (la direzione essendo data dalla sensibilità) espressa in volt, o attraverso l'ordinata P_u espressa in watt (tabella III).

I valori tabulati non sono peraltro molto significativi; converrà quindi trasformarli opportunamente in modo da fornire un valore di

TABELLA III.

Ricevitore	*B*	*C*	*D*	*E*	*F*	*G*
V_u ..... P_u	0,325 1,45	0,14 1,22	0,18 1,5	0,46 3,22	1,5 1,0	1,3 2,55
Ricevitore	*H*	*I*	*L*	*M*	*N*	*O*
V_u ..... P_u	0,265 2,28	0,27 5,65	0,18 2,12	0,085 3,37	0,19 2,42	0,28 2,11

merito, analogamente a quanto accade per la sensibilità di potenza. È però necessario introdurre prima la terza grandezza.

41. - La *potenza di saturazione* (P_s) è il massimo valore di potenza raggiungibile in condizioni di sovraeccitazione, cioè da quel valore di tensione d'entrata a partire dal quale ad incrementi positivi di tensione non corrisponde più alcun aumento apprezzabile di potenza.

I valori della P_s, in watt, sono riportati nella tabella IV.

TABELLA IV.

Ricevitore	*B*	*C*	*D*	*E*	*F*	*G*
P_s	4,3	3	3,8	7,5	2,7	6,6
Ricevitore	*H*	*I*	*L*	*M*	*N*	*O*
P_s	5,3	7,8	3,2	8,3	6,8	6,3

La potenza di saturazione non interessa direttamente nel funzionamento normale dell'amplificatore, bensì ha importanza come riferimento e come limite superiore. Si vedrà poi presto, per un solo apparecchio, in quale maniera si trasformino i punti accennati passando dalla situazione convenzionale di prova (con carico ohmico al posto della bobina mobile) a quella effettiva di funzionamento.

42. - Utilizzando i valori della potenza di saturazione si può dare la tabella V, ottenuta modificando la III nel modo già accennato, cioè dividendo la potenza al limite di linearità per la rispettiva potenza di saturazione. Si ottiene il rapporto a_p, o, più comodamente in percento, $100\ a_p$.

TABELLA V.

Ricevitore	*B*	*C*	*D*	*E*	*F*	*G*
$100\ a_p$ ...	33,7	40,7	39,5	43	37	38,7
Ricevitore	*H*	*I*	*L*	*M*	*N*	*O*
$100\ a_p$ ...	43	72,5	66,2	40,7	35,6	33,5

In tal modo si è tenuto conto delle distorsioni lineari d'ampiezza. Passiamo ora alle distorsioni non lineari.

Distorsioni non lineari.

43. - Per poter valutare quale parte abbia il traslatore come generatore di armoniche, è stata eseguita sopra un ricevitore la prova di sovraccarico con una resistenza pura di 8500 Ω, sostituita nel solito modo (§ 32) al traslatore ed agli organi seguenti. Dal paragone dei

Fig. 14. — Curve di sovraccarico e delle distorsioni a 400 Hz, col tubo finale chiuso su una resistenza pura di 8500 Ω, sostituita al traslatore e al carico relativo. La potenza è relativa alla sola fondamentale.

Fig. 15. — Normale curva di sovraccarico e curve delle distorsioni a 400 Hz, con una resistenza ohmica sostituita alla bobina mobile dell'altoparlante. La potenza è relativa alla sola fondamentale.

diagrammi corrispondenti (fig. 14 e 15), che sono fra loro molto simili, si potrebbero dedurre la perdita di potenza dovuta al traslatore e le distorsioni incrementali da esso introdotte, se il carico reale di 8500 Ω fosse uguale esattamente a quello costituito dal traslatore chiuso sui 4 Ω di prova. Invece il rapporto di trasformazione, misurato in un'altra prova (§ 44), è di 44,02, cosicchè la resistenza da sostituire, trascurando le reattanze del traslatore, sarebbe stata: $44{,}02^2 \times 4\ \Omega = 7750\ \Omega$. Tale spostamento, come risulta dalla figura 12, avrà fatto diminuire un poco la potenza rispetto a quella per 7750 Ω, peggiorando apparentemente il rendimento del traslatore, che sarà quindi superiore a quello apparente, nella zona oltre 0,25 V di entrata ([17]). La III armonica è praticamente costante (fig. 12) al variare della resistenza nella

([17]) Infatti, come appare dalla figura 12, per un'entrata di circa 250 mV il massimo della potenza corrisponde a un valore dell'ascissa intorno a 8000 Ω

zona considerata; perciò la differenza tra le due condizioni può essere completamente attribuita al traslatore. Per la II armonica il tratto che ci interessa è piuttosto critico; pertanto la diminuzione apparentemente introdotta dal traslatore può essere quasi del tutto attribuita alla forma della curva di II armonica (fig. 12), che presenta un minimo fra 7000 e 8000 Ω. Le altre armoniche sono praticamente coincidenti, come appare dalla sovrapponibilità delle curve relative.

44. - Conviene infine esaminare un terzo complesso di curve di sovraccarico e di distorsioni, sempre relativo allo stesso ricevitore e ricavato con la bobina mobile attaccata (quindi nelle reali condizioni di funzionamento). Sono state analizzate contemporaneamente, facendo uso di due analizzatori armonici, la tensione a monte e quella a valle del traslatore. In tal modo si è potuto dedurre anche il rapporto effettivo di trasformazione, come media di numerose letture. La potenza apparente assorbita dalla bobina mobile (V^2/Z_{400}) e le armoniche a monte e a valle sono state riportate nel diagramma della figura 16. La potenza apparente è già minore della potenza reale assorbita dal carico ohmico puro, cosicchè la potenza reale assorbita dalla bobina sarà ancora più piccola. Per quanto riguarda le distorsioni, il traslatore per suo conto ne introduce una quantità relativamente modesta e un poco maggiore per le armoniche dispari che non per le pari. Un confronto fra le figure 15 e 16 mostra come la sostituzione della bobina mobile con un carico ohmico migliori effettivamente la riproduzione; peraltro gli andamenti delle armoniche di tensione sono molto simili. Qualitativamente, il fenomeno era stato facilmente previsto nel § 33, ma è ora interessante segnalare la somiglianza degli andamenti fra le curve convenzionali e quelle reali; essa ci consente di procedere con maggior sicurezza nell'interpretazione dei risultati qui esposti.

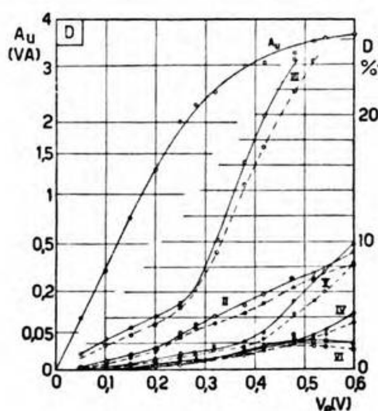


Fig. 16. — Curva di sovraccarico a 400 Hz con la bobina mobile attaccata ($A_u = V^2/Z_{400}$ è la potenza apparente d'uscita assorbita da essa) e curve delle distorsioni a monte (- - - - -) e a valle del traslatore (———).

45. - Per quanto riguarda le distorsioni, di cui le curve sono raccolte nella figura 17, limitiamoci per il momento a considerare la zona di linearità, cioè la zona limitata superiormente, all'incirca, dal punto definito come limite di linearità.

46. - Esaminiamo dapprima l'unico apparecchio che utilizza un triodo come tubo finale, paragonandone le curve 2-*B* con quelle 2-*G* (pentodo finale). Premesso che, essendosi ricavate le curve 2-*B* da quelle di risposta e delle distorsioni, i punti sono assai pochi e nel tratto $0{,}5 \div 1$ V non si può garantire con tutta sicurezza l'andamento delle curve stesse, specie per quanto riguarda la III armonica: consideriamo per le 2-*G* il tratto fino a 0,25 V di entrata e per le 2-*B* quello fino a 0,5 V circa. L'amplificatore con triodo finale ha una distorsione totale molto minore della distorsione del solo tubo di potenza; infatti la II armonica, che in quest'ultimo è assai prevalente sulla III, appare, nelle curve globali riportate, prossimamente dello stesso valore. Ciò accade, com'è noto (18), perchè viene usato come preamplificatore un pentodo, onde compensare la bassa sensibilità del tubo finale. Allora la II armonica del triodo risulta in parte neutralizzata da quella generata nel preamplificatore, trovandosi esse in opposizione di fase. Invece le III armoniche sono dello stesso segno e non si compensano. Questo vale naturalmente in modo esatto soltanto quando il carico sia ohmico puro.

47. - Nel caso del diagramma 2-*G* (pentodo finale) invece la II armonica è nel primo tratto assai maggiore della III. Infatti, data la molto maggiore sensibilità del pentodo di potenza rispetto al triodo, la tensione necessaria alla griglia del preamplificatore è così piccola che praticamente in esso non hanno luogo distorsioni (19): la II armonica del pentodo finale non è così più compensata. In altre parole, se il tubo finale ha una forte sensibilità di potenza, le sue distorsioni sono sostanzialmente uguali a quelle globali, cioè — a questi effetti — è come se il preamplificatore non ci fosse. Se infatti osserviamo l'andamento delle distorsioni nel ricevitore di cui nel diagramma 2-*N*, nel quale i due pentodi finali sono in parallelo e privi di preamplificatore, troviamo perfetta analogia d'andamenti, fino a potenze di $4 \div 5$ W, per le curve di II e di III armonica.

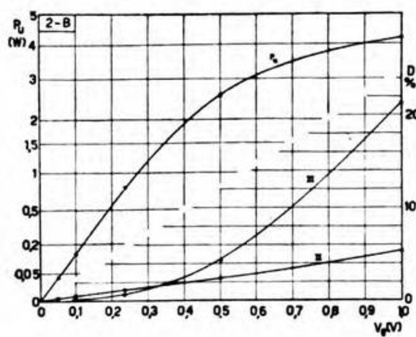
Ancora fra i ricevitori utilizzanti pentodi come tubi finali, figura quello *F*: i diagrammi corrispondenti, 2-*F*, seguono abbastanza bene gli andamenti riscontrati negli altri apparecchi che usano pentodi finali.

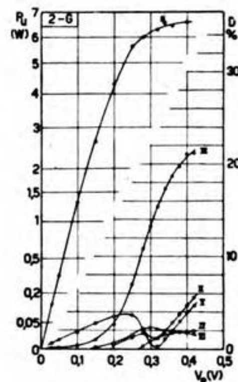
Del ricevitore *E* non si è potuto rilevare, per ragioni contingenti, altro che la curva di sovraccarico.

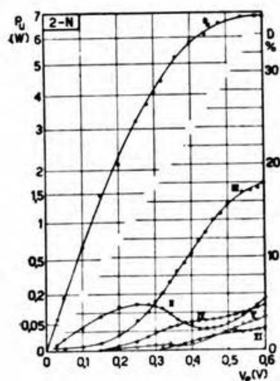
L'apparecchio *M* si allontana notevolmente da quelli già considerati, per la forma della curva di II armonica, che in questo caso è molto più piccola della III. Questo è dovuto alla disposizione dei due pentodi finali in controfase, tendente ad eliminare le armoniche pari. D'altra

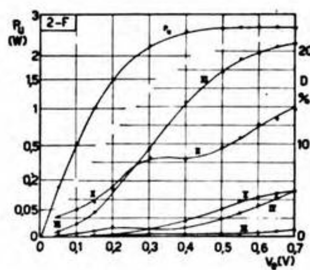
(18) A. J. Heins van der Ven: Output stage distortion. (Some measurements on different types of output valves) - W. E., 1939, XVI, p. 383.

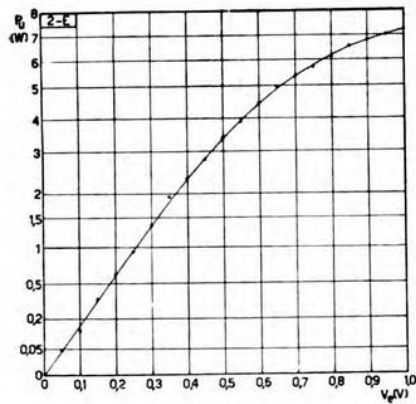
(19) A. J. Heins van der Ven: Output stage distortion. (Some measurements on different types of receivers) - W. E., 1939, XVI, p. 444.

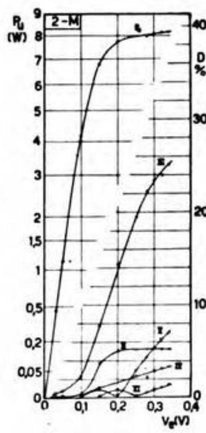

2-B
P_u (W)
D %
V_e(V)


2-G
P_u (W)
D %
V_e(V)


2-N
P_u (W)
D %
V_e(V)


2-F
P_u (W)
D %
V_e(V)


2-E
P_u (W)
V_e(V)


2-M
P_u (W)
D %
V_e(V)

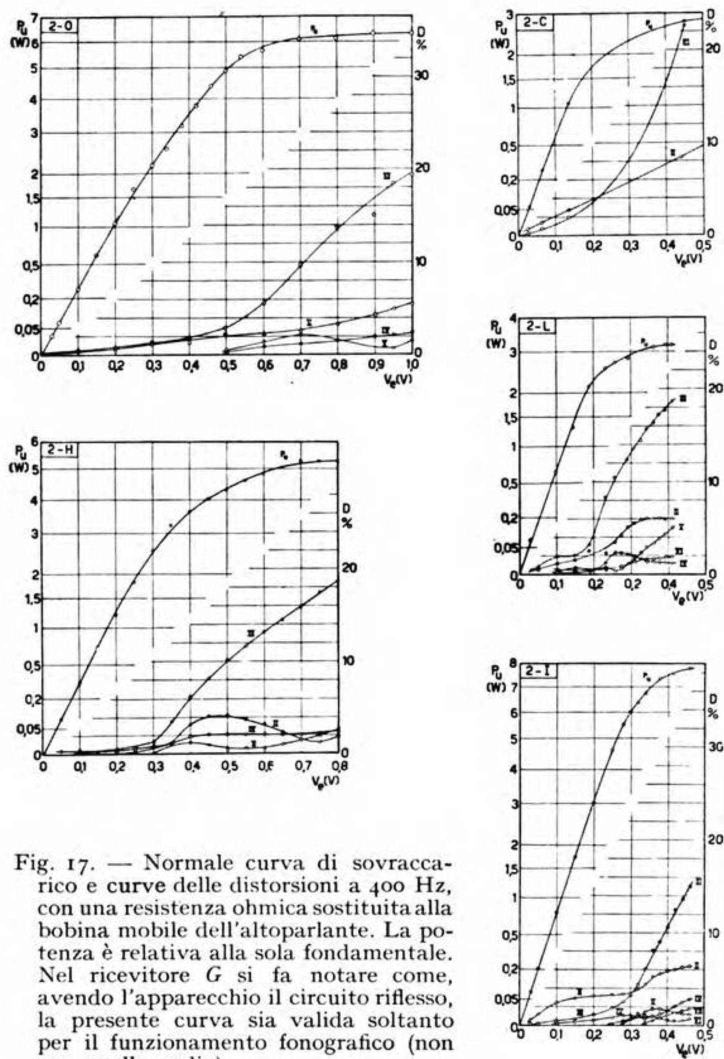


Fig. 17. — Normale curva di sovraccarico e curve delle distorsioni a 400 Hz, con una resistenza ohmica sostituita alla bobina mobile dell'altoparlante. La potenza è relativa alla sola fondamentale. Nel ricevitore *G* si fa notare come, avendo l'apparecchio il circuito riflesso, la presente curva sia valida soltanto per il funzionamento fonografico (non per quello radio).

parte la forte sensibilità di potenza del complesso finale evita l'introduzione d'armoniche da parte del sistema preamplificatore.

Il ricevitore *O*, non ostante la disposizione dei due pentodi finali in controfase, presenta una II armonica non troppo piccola, probabilmente dovuta al preamplificatore, perchè le tensioni che giungono ad esso non sono piccole come nel caso precedente. Infatti la sensibilità di potenza si è dovuta diminuire introducendo la controreazione, destinata a diminuire le distorsioni totali. Tutte le altre armoniche, a partire dalla III, sono in realtà di valore non eccessivo.

48. - Passiamo infine a considerare gli amplificatori aventi come tubo finale un tetrodo a fascio elettronico. Tolto il ricevitore *C* dalle cui curve — per le stesse ragioni valide per quelle 2-*B* — la scarsezza dei punti non ci autorizza a trarre deduzioni precise, negli altri quattro (fig. 15, e 2-*H*, 2-*L*, 2-*I* di fig. 17) gli andamenti sono simili.

Nel ricevitore *H* la presenza della controreazione abbassa notevolmente la percentuale delle armoniche, riducendole — nella zona considerata — a meno dell'1 %. In *L* ed *I* la II armonica è alquanto attenuata probabilmente per l'effetto di compensazione dovuto al preamplificatore, mentre la III presenta il solito andamento. Nel ricevitore *I*, infine, la II armonica supera alquanto la III, perchè, non ostante il preamplificatore (pentodo) introduca per suo conto distorsioni di II armonica, non sembra che esse siano in opposizione di fase con quelle del tetrodo finale, dato il particolare circuito adottato per la controreazione.

Per concludere, vengono raccolti nella tabella VI i valori delle distorsioni relative al limite di linearità, in percento.

TABELLA VI.

Ricevitore	*B*	*C*	*D*	*E*	*F*	*G*
II armonica	0,16	2,8	1,3	—	4,0	2,5
III armonica	0,16	1,9	2,24	—	2,6	0,7
Massima armonica superiore	—	—	0,4	—	0,7	<0,1
Ordine dell'armonica	—	—	IV	—	IV	—
Ricevitore	***H***	***I***	***L***	***M***	***N***	***O***
II armonica	0,66	3,3	1,9	0,3	4,3	1,0
III armonica	1,0	2,3	2,9	1,7	1,4	1,2
Massima armonica superiore	0,3	1,0	0,6	<0,1	0,4	<0,1
Ordine dell'armonica	IV	IV	IV	—	IV	—

49. - Superato il limite di linearità, si giunge ben presto al passaggio di corrente di griglia e in corrispondenza a questo fenomeno gli andamenti delle distorsioni divengono alquanto irregolari, ma sono simili nei vari apparecchi e presentano caratteristiche ben definite, diverse secondo che il tubo finale sia un pentodo o un tetrodo a fascio elettronico.

50. - Negli amplificatori con un solo pentodo finale la III armonica, che fino al limite di linearità presentava andamento parabolico, presenta un ginocchio all'inizio della corrente di griglia, per poi crescere linearmente durante un intervallo di tensione d'entrata uguale all'incirca all'intervallo fra zero e l'inizio della corrente di griglia. Allorchè la potenza d'uscita giunge alla saturazione, anche la III armonica comincia ad incurvarsi, tendendo evidentemente anch'essa alla saturazione.

La II armonica, che in principio cresce all'incirca linearmente, con valori superiori a quelli della terza, raggiunge un massimo verso l'inizio della corrente di griglia, poi diminuisce fino ad un minimo, per ricrescere poi linearmente, con inclinazione prossimamente uguale a quella d'inizio, allorchè si raggiunge la saturazione della potenza fondamentale d'uscita. Mentre la III armonica tende visibilmente alla saturazione, la II sembra sempre crescere.

Le altre armoniche non appaiono potersi assoggettare a leggi semplici, poichè su di esse influisce probabilmente in misura notevole il traslatore, mascherando l'effetto del tubo.

Il traslatore non sembra invece influire, come già si era osservato, sugli andamenti della II e III armonica.

Nel caso di pentodi in controfase, mentre l'andamento della III armonica è simile a quello già descritto, la II si comporta in modo del tutto differente, in funzione dell'equilibratura del controfase e delle distorsioni del preamplificatore, grandezze su cui poco si può dire a priori.

51. - Negli amplificatori che utilizzano un tetrodo a fascio elettronico come tubo finale gli andamenti si discostano alquanto dai precedenti.

La III armonica non sembra in generale tendere alla saturazione insieme con la fondamentale, o per lo meno la tendenza è meno evidente, mentre l'andamento generale è del tutto simile a quello indicato nel § 50.

La II armonica si comporta in principio in modo simile a quanto detto precedentemente, salvo che in corrispondenza della saturazione della potenza d'uscita si manifesta anche in essa una tendenza alla saturazione.

Delle altre armoniche si può ripetere quanto si è già osservato nel numero precedente, per quanto in questo caso si manifestino delle caratteristiche più spiccate: infatti la V armonica ha, in corrispondenza della saturazione, un andamento abbastanza simile alla III, mentre la IV e la VI somigliano alla II.

52. - Fra le prove di carattere particolare vengono riportate due famiglie di curve di sovraccarico (fig. 18), ottenute l'una al variare del carico e con alimentazione alla tensione normale di rete (110 V), l'altra con carico costante (5 Ω) e variando la tensione di rete.

Variando il carico da 1 a 4 Ω le curve si spostano fortemente verso l'alto, sia nella zona di linearità, sia in quella di saturazione. In quest'ul-

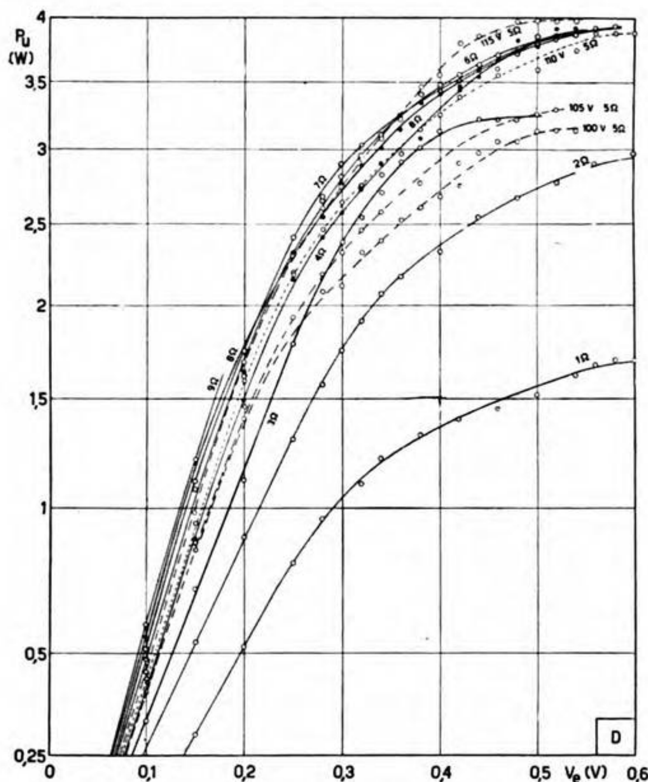


Fig. 18. — Curve di sovraccarico al variare della resistenza ohmica (———) sostituita alla bobina mobile e della tensione di alimentazione del ricevitore (— — —). La curva comune alle due famiglie (110 V, 5 Ω) è segnata con tratti brevi (- - - - -).

tima zona, ad esempio, per valori di carico di 1, 2, 3, 4 Ω la potenza assume rispettivamente i valori 1,7, 2,9, 3,2, 3,9 W. Invece piccoli spostamenti della curva si verificano allorchè il carico varia fra 4 e 9 Ω.

La curva comune a entrambe le famiglie è la 110 V, 5 Ω.

Al variare della tensione di rete il tratto lineare s'inclina in modo regolare, aumentando l'inclinazione insieme con la tensione. Nella zona

di saturazione si può vedere come ad una variazione della rete del 14 % ne corrisponda una del 23 % nella potenza di saturazione, cioè dell'11,5% nella tensione ai capi del carico.

Prova di risposta.

53. - Come si è detto nel § 36, le curve di risposta riunite nella figura 19 sono state tracciate in corrispondenza di quattro o cinque valori della potenza d'uscita. Poichè in generale la posizione del regolatore d'amplificazione di bassa frequenza (volume) non ha alcuna influenza sulla forma della curva di risposta, nè sull'entità delle distorsioni, esso viene normalmente posto al massimo a meno che non sia specificato altrimenti. Per tale ragione, nelle curve non è indicato il valore della tensione applicata, immediatamente deducibile dalle curve di sovraccarico precedentemente riportate. Il regolatore di tono è sempre nella posizione di massima fedeltà (tono alto).

54. - Del ricevitore *A*, unico fra tutti, è stata eseguita una sola curva nelle condizioni indicate. Insieme però è stato eseguito il rilevamento di una caratteristica con il regolatore di tono nell'altra posizione estrema (tono basso).

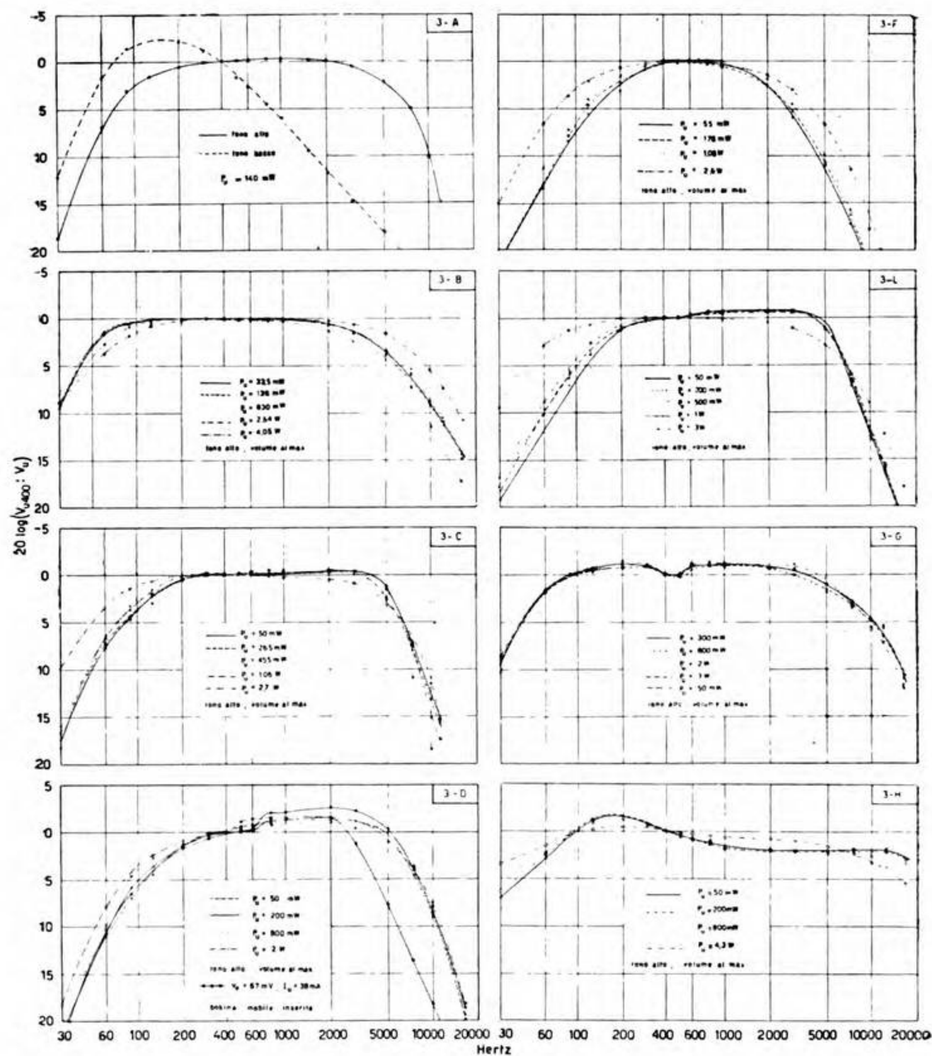
La forma della curva di risposta, a meno che non sia presente qualche particolare circuito correttivo, è strettamente legata al comportamento del traslatore finale. Non è pertanto possibile, almeno in generale, prevedere dal circuito di bassa frequenza quale sarà la forma della curva.

Nei diagrammi 3-*B*, 3-*C*, 3-*D*, 3-*F*, 3-*L* non c'è nulla di particolare da osservare oltre al fatto interessante, che per le potenze di funzionamento normale le curve rilevate sullo stesso ricevitore sono tra loro completamente simili nella forma e i punti relativi sono compresi entro una zona assai ristretta.

Del ricevitore *D* si è rilevata la caratteristica di risposta della corrente della bobina mobile. È interessante osservare la perfetta analogia d'andamento fra questa e le altre curve fino a 2000 Hz e il taglio invece assai più pronunciato dai 2000 Hz in su.

Nei diagrammi 3-*C*, 3-*F*, 3-*L* si osserva in modo spiccato il miglioramento della curva di risposta verso le basse frequenze per i livelli più alti di potenza d'uscita. Ciò è dovuto al fatto che l'induttanza primaria del circuito equivalente del trasformatore, la cui diminuita reattanza per le frequenze basse provoca la caduta della curva di risposta in tale zona, presenta un'induttanza maggiore quando l'eccitazione è più forte, in guisa da compensare in parte la perdita di cui s'è detto. Se il traslatore è costruito con buona lega ferromagnetica questo spostamento di caratteristiche è meno evidente o addirittura inapprezzabile come nel diagramma 3-*G*.

Nel ricevitore *H* è assai visibile l'effetto della controreazione, che rende molto uniforme l'andamento delle curve, mentre si riscontra


3-A
3-F
3-B
3-L
3-C
3-G
3-D
3-H
20 log (V₄₀₀ : V₀)
-5
0
5
10
15
20
30 60 100 200 400 600 1000 2000 5000 10000 20000
Hertz

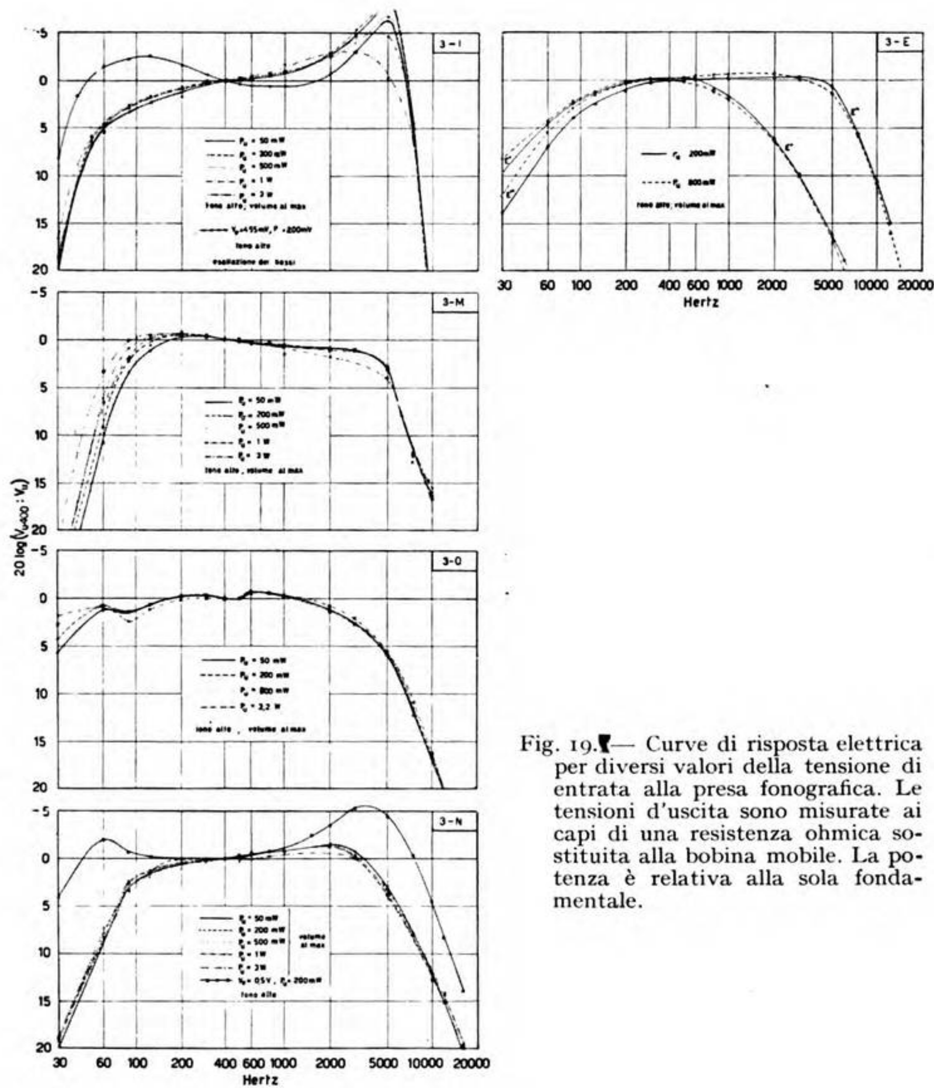


Fig. 19. — Curve di risposta elettrica per diversi valori della tensione di entrata alla presa fonografica. Le tensioni d'uscita sono misurate ai capi di una resistenza ohmica sostituita alla bobina mobile. La potenza è relativa alla sola fondamentale.

ancora verso le frequenze basse il miglioramento della risposta per i più forti livelli di potenza. Del ricevitore *I* è caratteristico l'innalzamento verso le frequenze alte, ottenuto con un particolare tipo di controreazione ed alquanto esaltato dalla sostituzione della bobina mobile con un carico ohmico. Nei ricevitori *M* ed *O* si è inteso evidentemente migliorare la riproduzione delle note basse; particolarmente notevole a questo proposito il secondo.

Molto logico appare il concetto con cui è stato eseguito l'amplificatore al quale si riferisce il grafico 3-*N*. Il regolatore manuale d'amplificazione comanda anche la controreazione, che è minima quando il regolatore è al massimo. Così, mentre la ricezione delle stazioni potenti, che si consegue in posizioni arretrate del regolatore stesso, avviene nelle migliori condizioni di riproduzione (forte controreazione), le stazioni deboli vengono ricevute con la necessaria intensità, senza particolari pretese di fedeltà. Pertanto accanto alle cinque curve tracciate con il regolatore al massimo si è ricavata anche una curva in condizioni più favorevoli. È nettissimo il miglioramento che ha luogo in questo caso.

Nel grafico 3-*E* vengono riportate le curve di risposta di due apparecchi costruiti dalla medesima ditta, in epoche differenti. Le curve del ricevitore più recente mostrano in modo evidente il miglioramento conseguito, specialmente nella zona delle frequenze alte che risultano assai meglio riprodotte.

Distorsioni.

55. - Le curve delle distorsioni, raccolte nella figura 20, corrispondono a quelle di risposta, essendo state rilevate insieme con esse. Peraltro mancano talora le distorsioni relative alla massima potenza d'uscita, in quanto avrebbero spesso richiesto di cambiare scala per poter entrare nel foglio. Le figure corrispondenti sono contrassegnate dalla medesima lettera (*A*, *B*, *C*, ...).

56. - Gli andamenti delle curve sono diversi da ricevitore a ricevitore e cambiano passando dall'una all'altra armonica. Il ricevitore *A* è l'unico del quale siano state ricavate le distorsioni fino alla V, ma per un solo livello, mentre per gli altri, come si è detto, sono stati scelti diversi livelli, misurandone la II e III armonica soltanto. In esso l'andamento nella zona centrale di frequenza è regolare e corrisponde presumibilmente a quello del tubo caricato con una resistenza pura. Verso le frequenze basse invece, allorchè la reattanza del carico sul tubo finale è prima paragonabile con la resistenza e poi maggiore di essa, le distorsioni crescono fortemente, specie quelle di III armonica. Esse dipendono da due fattori fondamentali: il primo è la forma della linea di carico che è una ellissi anzichè una retta, il secondo è l'isteresi del materiale ferromagnetico. Verso le frequenze alte le distorsioni divengono trascurabili.

Quanto si è detto vale all'ingrosso anche per i ricevitori *B*, *C*, *F*, *L*, *M* almeno per le minori potenze d'uscita. In particolare nel grafico

4-*B* si nota l'andamento sostanzialmente iperbolico della II e III armonica e crescente con il livello. Invece nei diagrammi 4-*C*, 4-*F*, 4-*L*, 4-*M* tale andamento, più o meno spiccato, si trova solo per la III armonica che inoltre, almeno per i livelli più bassi, non sembra variare molto con il livello. La II armonica tende invece evidentemente ad un massimo, che è in particolare accentuato nelle curve 4-*M*.

Nel ricevitore *D* l'andamento verso le basse frequenze è sostanzialmente come quello descritto qui sopra, ma, a differenza delle curve precedenti, presenta di nuovo un aumento verso le frequenze alte, in special modo per la II armonica.

Nel ricevitore *G* gli andamenti di entrambe le armoniche, inizialmente iperbolici, diventano poi pressochè rettilinei, al crescere della frequenza, per i livelli più bassi; per i livelli alti la II cresce anche per le frequenze alte. Le curve 4-*H* presentano per le frequenze basse andamenti del tutto paragonabili a quelli ora descritti, mentre la II armonica ricresce, alle frequenze alte, per tutti i livelli.

Nel ricevitore *I* sembra che la controreazione agisca efficacemente per tutte le frequenze, meno che in quella zona in cui si è volutamente esaltata la curva di risposta. Infatti le distorsioni sono assai modeste fino a 1000 Hz, mentre crescono alquanto fra 1000 e 5000 Hz. Anche qui vale la stessa osservazione del § 54. Basse distorsioni presentano pure i ricevitori *N* ed *O* e quest'ultimo in particolare, con andamenti diversi a seconda del tipo di controreazione usato.

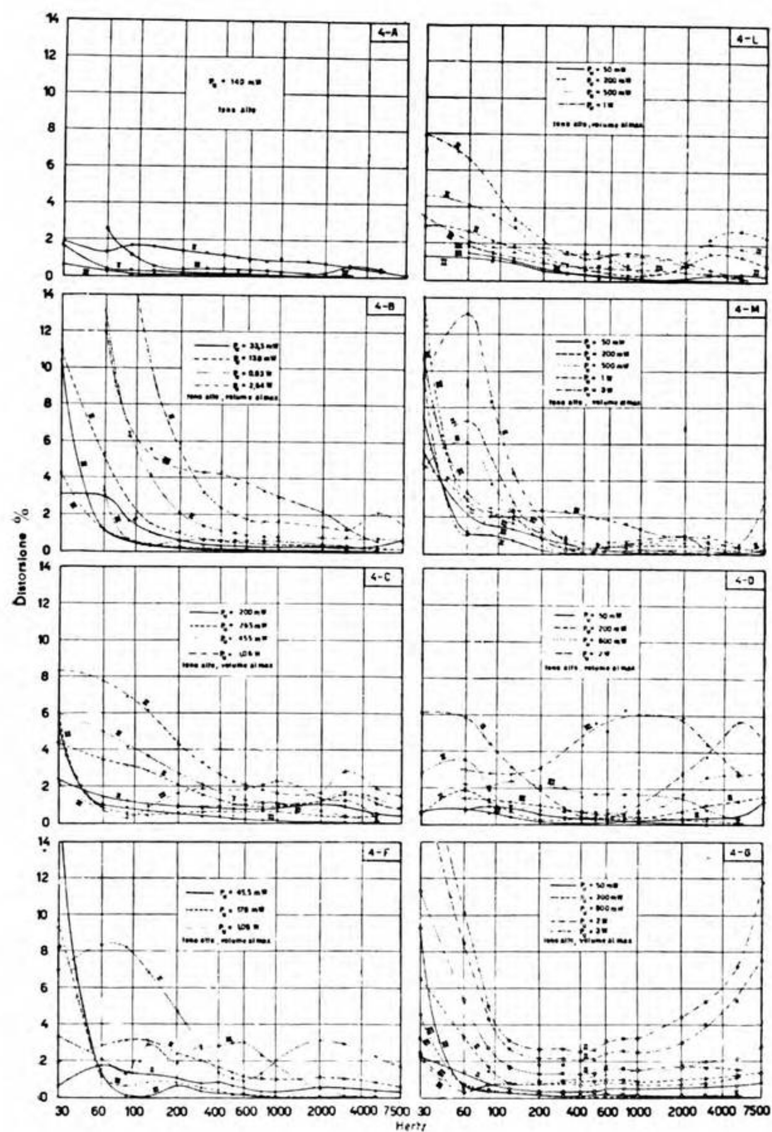
Le distorsioni riportate nel grafico 4-*E* si riferiscono al ricevitore meno recente; di entità assai modesta, esse hanno andamenti simili a quelli precedenti, per quanto riguarda la III armonica, mentre la II presenta un massimo nelle frequenze centrali.

57. - A proposito delle distorsioni si può notare come — per livelli alti — esse dipendano molto dal punto di lavoro e quindi possano variare in misura notevole sia da un ricevitore all'altro dello stesso modello, sia — per lo stesso ricevitore — per piccoli spostamenti delle condizioni di lavoro, prodotti ad esempio da variazioni della tensione di rete. Non si deve fare quindi troppo affidamento sulla riproducibilità dei risultati, quando si lavori con livelli molto alti.

58. - La previsione qualitativa dei risultati, o meglio dei loro andamenti, può essere fatta solo approssimativamente se non si conosce, come avviene in generale, il comportamento del traslatore al variare della frequenza.

Il calcolo delle distorsioni si può impostare, per livelli normali di funzionamento, qualora siano conosciute le caratteristiche del materiale ferromagnetico ([20]). Peraltro, a prescindere dalla limitazione imposta

([20]) J. M. L. Koehler: Nichtlineare Verzerrungen magnetischen Ursprüngs - Philips techn. R., 1937, II, p. 193.



4-A
4-L
4-B
4-M
4-C
4-D
4-F
4-G
Distorsione %
Hertz
30 60 100 200 400 600 1000 2000 4000 7500
0 2 4 6 8 10 12 14

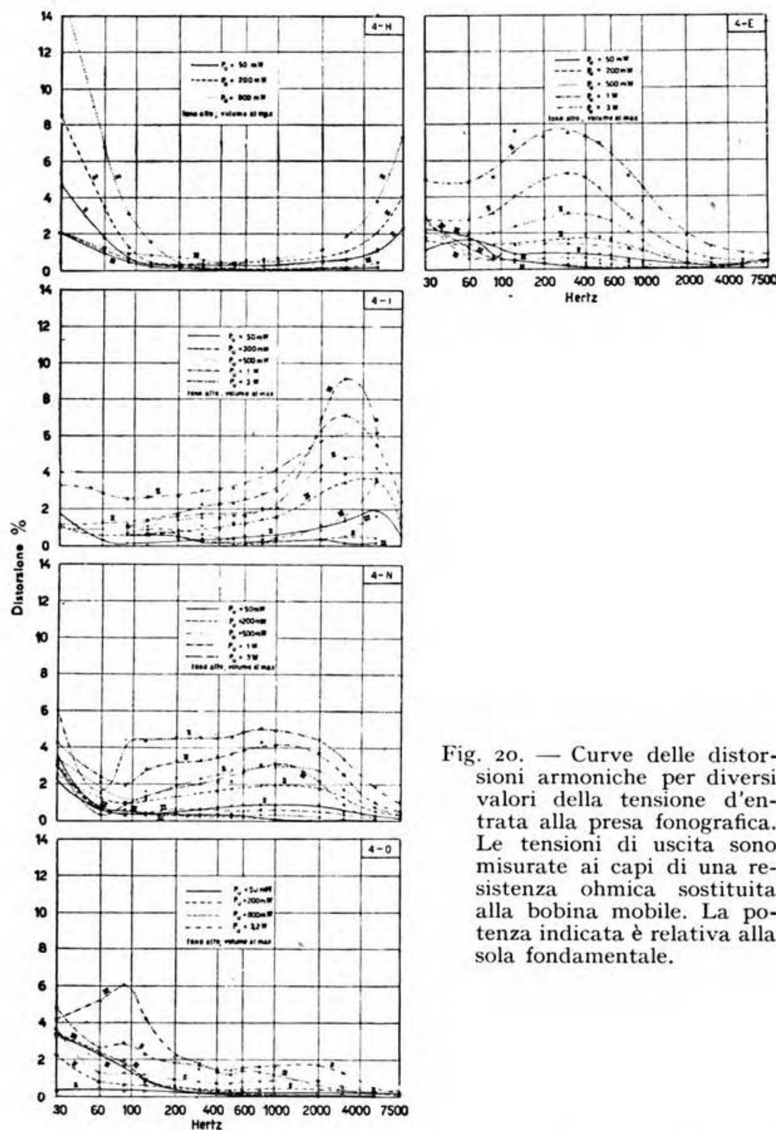


Fig. 20. — Curve delle distorsioni armoniche per diversi valori della tensione d'entrata alla presa fonografica. Le tensioni di uscita sono misurate ai capi di una resistenza ohmica sostituita alla bobina mobile. La potenza indicata è relativa alla sola fondamentale.

dalle condizioni semplificative introdotte all'ampiezza delle tensioni e delle correnti in gioco, i risultati del calcolo sono scarsamente approssimati, mentre gli sviluppi algebrici e i conteggi risultano complessi e molto laboriosi. Pertanto non si è ritenuto opportuno ricorrere al calcolo e ci si è limitati alla esposizione dei risultati, accompagnandola con qualche osservazione.

Cenno sulle misure con due segnali.

59. - Il metodo di misura descritto, che è quello classico e universalmente usato, determina — come si è visto — le ampiezze delle tensioni alle varie frequenze, ma non tien conto delle loro fasi relative. In tal modo la caratteristica di un amplificatore non può essere quindi determinata in modo compiuto. D'altra parte l'analisi completa, eseguita in grandezza e fase, delle tensioni componenti sarebbe molto complicata e altri metodi che elaborassero i risultati di misure d'ampiezza con calcoli opportuni appaiono estremamente laboriosi.

60. - Pertanto si è da qualche tempo ideato un metodo che, per analogia formale con quello di selettività eseguito a radiofrequenza, può essere chiamato « a due segnali ».

Si tratta in sostanza ([21]) di applicare simultaneamente all'ingresso dell'amplificatore due tensioni sinoidali, di cui una sia convenientemente minore dell'altra allo scopo di simulare una situazione comune nelle normali riproduzioni di musica, e di misurare lo spettro risultante delle componenti di tensione all'uscita, per quanto riguarda così l'ampiezza, come la frequenza.

La scelta delle frequenze e delle ampiezze delle tensioni applicate e soprattutto il modo di applicazione di esse vanno curati particolarmente, da un canto per ottenere risultati significativi, dall'altro per evitare fra i due generatori effetti d'intermodulazione.

Quando si siano prese le precauzioni cui si è fatto cenno, tali misure sembrano fornire risultati eccellenti.

61. - La ragione essenziale per cui non si è volutamente sviluppato in questo senso l'esame dei radioricevitori è facile a comprendersi, se si tien conto delle considerazioni che seguono.

La composizione dello spettro all'uscita dell'amplificatore, cioè in sostanza la distribuzione delle ampiezze delle tensioni aventi le frequenze fondamentali, di quelle aventi frequenza somma e differenza e, in generale, di tutti i più complessi toni di combinazione, è funzione di parecchi parametri. Uno fra essi è la caratteristica di lavoro del tubo (tubo finale

([21]) J. H. Owen Harries: Amplitude distortion - W. E., 1937, XIV, p. 63.

nel nostro caso), completamente diversa se si passa da resistenze pure a carichi che presentano notevole induttanza, com'è il caso della bobina mobile di un altoparlante. Può darsi pertanto che i risultati ottenuti con tale metodo di misura, quando la bobina mobile sia sostituita da una resistenza ohmica, non abbiano relazione semplice con quelli che si avrebbero nelle condizioni effettive di funzionamento. Si potrebbero cioè trarre dalla situazione convenzionale deduzioni che non costituiscono affatto una prima approssimazione per le condizioni effettive, come invece avviene nel caso delle misure eseguite.

È giusto, per contro, pensare che in tal senso si orientino le prove elettroacustiche del complesso di bassa frequenza: la questione viene studiata presso la Sezione Elettroacustica dell'I. E. N.

62. - Al presente lavoro si progetta di dare un sèguito, nel quale si riportino ordinatamente i risultati delle prove a radiofrequenza: in particolare, delle misure di sensibilità, tenendo conto del rumore di fondo, di quelle della regolazione automatica di sensibilità, delle prove di selettività con uno e due segnali, nonchè di quelle di risposta elettrica totale.

Mi è grato porgere il più vivo ringraziamento al professore G. Vallauri, che ha suggerito questa ricerca e ne ha seguito gli sviluppi con assiduo interessamento. Ringrazio il professore M. Boella, che mi ha dato preziosi consigli, ed il perito radiotecnico G. Francioni, che mi ha aiutato nell'esecuzione delle misure.

Torino, giugno 1940-XVIII.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

CARATTERISTICHE LOGARITMICHE DI RADDRIZZATORI A SECCO E LORO APPLICAZIONE A STRUMENTI DI MISURA

RENATO MANFRINO

Viene spiegato il funzionamento di un voltmetro logaritmico che utilizza la caratteristica di un raddrizzatore a ossidulo di rame. Si mostra la possibilità di migliorare il complesso e di scegliere gli elementi raddrizzatori in base a criteri precisi, servendosi delle equazioni delle caratteristiche, che vengono date tenendo conto anche della temperatura (tra 15°C e 50°C). Un dimensionamento opportuno degli elementi del circuito permette di ampliare la gamma utile delle tensioni e di spostarne la posizione. Mettendo in cascata due cellule elementari di un voltmetro, l'estensione della gamma passa da 40 dB a 54 dB e più. La dimostrazione teorica del funzionamento del complesso è confermata mediante prove sperimentali, eseguite anche in termostato per ricavare tabelle di correzione dello strumento in funzione della temperatura. Si dànno i valori più consigliabili della resistenza interna dello strumento indicatore (almeno 5 kΩ) e della resistenza da porre in serie al raddrizzatore (circa 10 kΩ).

1. - Generalità.

Negli ultimi anni si è sentita sempre maggiormente nella tecnica delle comunicazioni elettriche la necessità di disporre di strumenti a indicazioni logaritmiche; in questo campo infatti, molto più frequentemente che altrove, occorre di dover misurare grandezze variabili in un'estesissima gamma di valori, come avviene per esempio quando debbasi valutare la « dinamica » di una trasmissione telefonica o radiofonica.

Uno strumento, per esempio un voltmetro, a indicazione logaritmica su scala lineare, assomma in sè numerosi pregi tra i quali elenchiamo i principali:

1) Permette la misura e il confronto di tensioni comprese in un intervallo assai ampio di valori (per esempio fino a 70 dB), che praticamente nessun apparecchio di tipo normale riesce a coprire con un solo campo di misura.

2) Presenta « precisione » uniforme in ogni punto della scala, consentendo così di evitare noiosi calcoli di correzione.

3) Offre la possibilità di graduare la scala del quadrante direttamente in decibel. Siccome spesso è questa l'unità di cui ci si vuol servire, lo strumento risulta di uso assai comodo, perchè viene eliminata la necessità di ricorrere alle tavole di conversione di rapporti di tensioni in decibel.

4) Infine consente *l'interpolazione nelle letture*, preziosa proprietà caratteristica ed esclusiva degli strumenti con scala di lettura *lineare*, qualunque possa essere la legge che lega le elongazioni dell'indice al valore della grandezza fondamentale da misurare. In tal modo si può sfruttare *interamente* la sensibilità dello strumento senza affollare la scala di graduazioni e si rende la lettura assai rapida perchè c'è proporzionalità tra l'ampiezza delle frazioni di divisione e i valori degli scarti di decibel corrispondenti.

2. - Voltmetri a indicazione logaritmica.

Finora sono stati proposti vari tipi di voltmetri a indicazione logaritmica, ma la maggior parte di essi richiede uno o più tubi elettronici ed è atta a funzionare in una gamma di tensioni piuttosto ristretta. Non si intende in questa sede far cenno di tutti i dispositivi finora ideati; tuttavia se ne menzioneranno alcuni.

Il voltmetro per sole tensioni continue proposto da J. P. Taylor (1) necessita di quattro tubi per dare una gamma di 50 dB. W. Kautter (2) ha attuato un dispositivo che dà un'uscita rigorosamente logaritmica in una gamma di 40 dB; questa può arrivare sino a 60 dB se ci si accontenta di una scala non lineare nella sua zona iniziale. Ma tale strumento, che ha il vantaggio di poter funzionare in modo soddisfacente per una vasta gamma di frequenze (da 40 a 2500 kHz), richiede una decina di tubi. Il voltmetro logaritmico differenziale di M. Nuovo (3) adopera tre tubi e può misurare una differenza di livello di 40-50 dB.

È chiaro che la parte essenziale di questa categoria di strumenti è un elemento che possegga una caratteristica logaritmica, almeno in via approssimativa.

Ora, se si prescinde dalla considerazione di quei tubi elettronici, che soddisfano più o meno bene a tale requisito, si offrono alla considerazione degli sperimentatori i raddrizzatori a secco. È noto già da qualche tempo, che le caratteristiche di alcuni tipi di essi sono, in un tratto abbastanza esteso, logaritmiche. I raddrizzatori ad ossidulo di rame o al selenio sono quelli che presentano più spiccatamente tale proprietà. Dal grafico di figura 1 (che rappresenta la caratteristica di un raddrizza-

(1) J. P. Taylor: Electronics, 1937, X, p. 24.
(2) W. Kautter: E. N. T., 1937, XIV, p. 253.
(3) M. Nuovo: A. F., 1939, VIII, p. 206.

tore scelto a caso tra quelli usati nelle nostre prove) si vede infatti, grosso modo, che la caratteristica di un elemento raddrizzatore si compone di una parte iniziale ad andamento logaritmico seguìta da una ad andamento lineare. L'esistenza di un tratto logaritmico abbastanza esteso risalta meglio dai grafici eseguiti in coordinate semilogaritmiche,

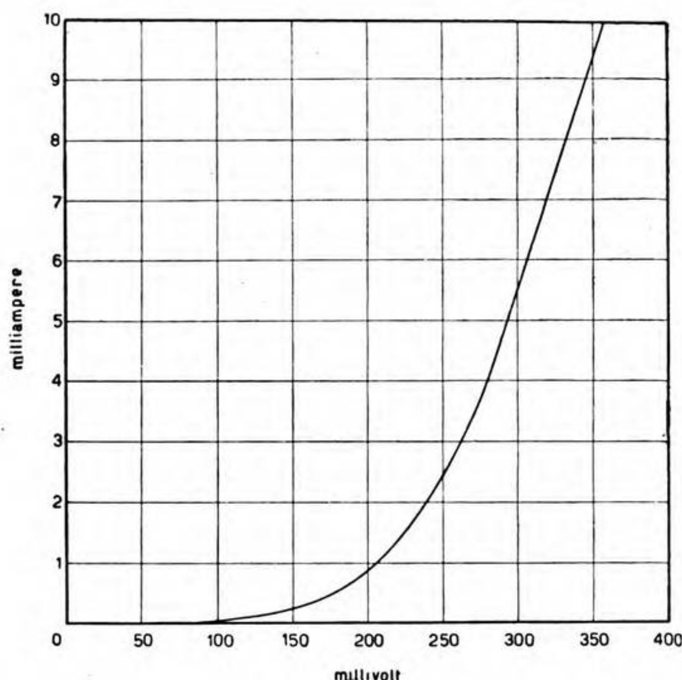


Fig. 1. — Caratteristica di un raddrizzatore a ossidulo di rame.

come quelli di figura 2, relativi a due esemplari di raddrizzatori, uno a ossidulo di rame e uno al selenio: risulta chiaramente come la legge, che lega la tensione a cui è sottoposto l'elemento e la corrente che lo percorre, sia logaritmica per una gamma di correnti che va da qualche microampere a 1 mA, cioè per una cinquantina di decibel.

Occorre subito rammentare che i raddrizzatori a secco, per loro costituzione, presentano caratteristiche notevolmente diverse da esemplare a esemplare, onde i dati che abbiamo dianzi riportato hanno solo un valore indicativo: non mancano raddrizzatori, la cui caratteristica ha legge logaritmica in un tratto di soli 15 dB, come anche si sono trovati, nel corso della presente ricerca, elementi a caratteristica approssimativamente logaritmica in un campo di almeno 60 dB.

Appare senz'altro chiara la convenienza di usare, come elementi costitutivi di un voltmetro logaritmico, raddrizzatori anzichè tubi elettronici. Il loro costo è di gran lunga minore, il circuito dello strumento si semplifica notevolmente, e viene inoltre eliminato il bisogno di batterie di accensione e di polarizzazione, il che implica vantaggi ulteriori: funzionamento immediato, risparmio di energia, possibilità di trasportare ovunque lo strumento per misure all'aperto, sia per la maggior leggerezza, sia per lo svincolo dalla necessità di rinnovare batterie scariche. Non è privo d'importanza infine il fatto che i raddrizzatori a secco hanno durata praticamente illimitata, contrariamente ai tubi elettronici.

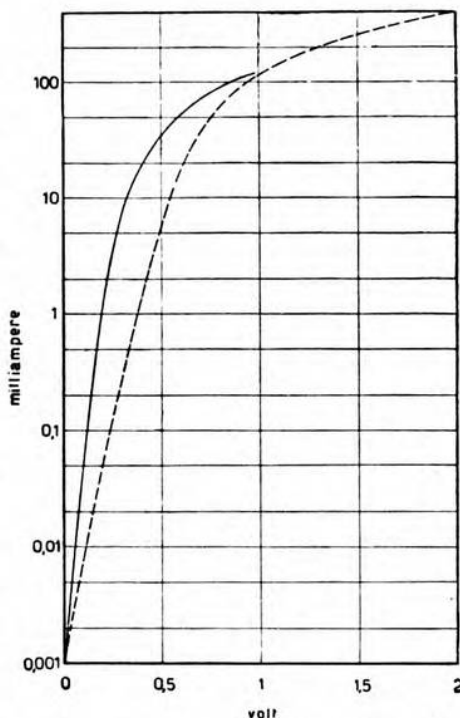


Fig. 2. — Caratteristiche di raddrizzatori a secco: ———— a ossidulo di rame, – – – – – – al selenio.

3. - Scopo della ricerca.

Scopo del presente lavoro è di render noto come, con particolari accorgimenti, si sia data forma pratica alle idee che abbiamo richia-mate, e come uno studio critico del funzionamento di un tipo di voltmetro logaritmico a raddrizzatore, proposto recentemente da K. Akazawa e H. Uno (4), abbia permesso di migliorarne sensibilmente le proprietà, spianando anche la via a successivi progressi.

4. - Teoria del funzionamento del voltmetro logaritmico a raddrizzatore, per tensioni continue.

Si applichi la tensione V_i da misurare all'insieme costituito da una resistenza R e da un raddrizzatore posti in serie (fig. 3) e si misuri con un voltmetro la tensione che si stabilisce ai capi del raddrizzatore.

(4) K. Akazawa e H. Uno: E. T. J., 1939, III, p. 119.

Supponiamo che la tensione V_u sia compresa in quell'intervallo di valori in cui tensione e corrente nel raddrizzatore sono legati da una relazione logaritmica:

[1] $$V_u = a \log_{10} I + b\,.$$

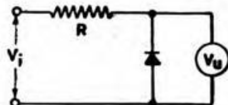


Fig. 3. — Schema del voltmetro logaritmico a raddrizzatore.

Vogliamo ricavare la legge che lega tra loro le tensioni all'entrata e all'uscita del quadripolo considerato.

La resistenza interna dell'elemento raddrizzatore è sempre così piccola (dell'ordine di poche centinaia di ohm per i tipi da 10 mA di erogazione, usati nelle ricerche) che, purchè il voltmetro V_u sia appena discreto dal punto di vista del basso assorbimento, si può trascurare la corrente derivata dal voltmetro stesso. Allora è:

[2] $$V_i = IR + V_u\,.$$

Mediante la [1] esprimiamo I in funzione della tensione V_u ai capi del raddrizzatore:

[3] $$I = 10^{\frac{V_u - b}{a}}\,.$$

Otteniamo:

[4] $$V_i = R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}} + V_u\,.$$

Ammettiamo l'ipotesi semplificativa che V_u sia di valore trascurabile rispetto a $R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}}$. Faremo poi vedere che quest'ipotesi è accettabile, purchè V_u rimanga compreso entro un certo campo di variabilità e si scelga opportunamente il valore di R, che è variabile ad arbitrio. La [4] diventa:

[4'] $$V_i = R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}}\,,$$

da cui si ha:

$$\frac{V_u - b}{a} = \log_{10} \frac{V_i}{R}\,,$$

[5] $$V_u = a\,(\log_{10} V_i - \log_{10} R) + b$$

o anche, posto per semplicità:

$$c = b - a \log_{10} R\,,$$

[6] $$V_u = a \log_{10} V_i + c\,.$$

Questa relazione prova che *la tensione ai capi del raddrizzatore è proporzionale, a meno di una costante, al logaritmo della tensione da*

misurare V_i, *per cui, se si tara la scala del voltmetro* V_u *in valori della tensione da misurare, espressi in decibel (rispetto a un livello di riferimento), la scala risulta lineare.*

Rimane ora da dimostrare la plausibilità dell'ipotesi fatta poc'anzi sulla trascurabilità di V_u. Esaminiamo a tale scopo i grafici di figura 4 che dànno, in coordinate semilogaritmiche, le caratteristiche di alcuni raddrizzatori a ossidulo di rame, del tipo da 10 mA di erogazione. Le costanti a, b e c, che abbiamo introdotte, possono agevolmente dedursi da questo grafico, una volta che si riesca a mettere in equazione le curve caratteristiche degli elementi raddrizzatori.

5. - Equazione della caratteristica di un raddrizzatore a secco.

Nel nostro studio risulta assai utile la conoscenza dell'equazione caratteristica del raddrizzatore, perchè essa permette di ottenere importanti dati la cui ricerca richiederebbe altrimenti lunghe prove sperimentali.

Ora è facile constatare, come già accennammo, che l'andamento delle caratteristiche dei raddrizzatori a secco risponde assai bene a un'equazione del tipo:

$$V = (a - K) \log_{10} I + KI + b \,. \tag{7}$$

Infatti nella parte iniziale della curva il termine $(a - K) \log_{10} I$ è preponderante rispetto a quello lineare; al crescere, invece, di I, il termine logaritmico aumenta sempre più lentamente fino a diventare praticamente costante, mentre il termine lineare prende tosto il sopravvento.

Se però ci si limita a considerare soltanto quella parte della curva in cui c'è proporzionalità tra la tensione e il logaritmo della corrente, l'equazione della curva si semplifica notevolmente e diventa:

$$V_u = a \log_{10} I + b \,; \tag{8}$$

qui a è la « pendenza » della parte rettilinea della curva riferita a coordinate semilogaritmiche (V_u e $\log_{10} I$), cioè è la derivata della funzione [8] rispetto a $\log_{10} I$, grandezza messa in ascisse. Quindi, per ricavare il valore numerico di a dal grafico, basta calcolare il rapporto incrementale:

$$\frac{V_2 - V_1}{\log_{10} I_2 - \log_{10} I_1}$$

relativo a due punti giacenti nella parte rettilinea del grafico.

Il coefficiente a, come abbiamo messo in evidenza nella [7], è la somma dei coefficienti dei due primi termini dell'equazione generale.

Abbiamo dato i simboli a e b ai coefficienti di questa equazione perchè essi sono ovviamente gli stessi che compaiono nella [1] e nelle equazioni

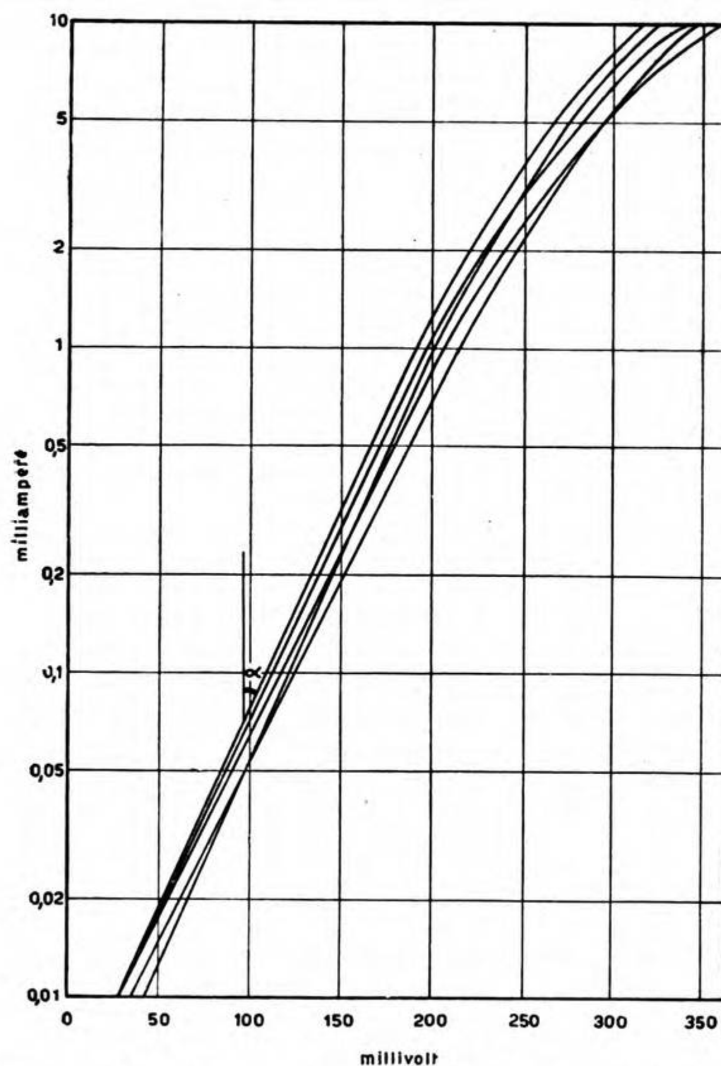


Fig. 4. — Caratteristiche di una serie di elementi raddrizzatori.

seguenti. Se nella [8] si pone $\log_{10} I = 0$, cioè si considera quel punto della curva la cui ascissa è 1 mA [5], si ha:

$$V_u = b\ ;$$

[5] Si sono graduate le scale in milliampere e in millivolt, perchè queste si sono rivelate le unità più comode per i calcoli.

il coefficiente b è la tensione che si ha ai capi del raddrizzatore quando esso è percorso dalla corrente di 1 mA.

Per ora osserviamo che, per raggiungere questo scopo *limitatamente alla zona ad andamento logaritmico*, basta rilevare sperimentalmente alcuni punti della caratteristica (bastano cinque) e, dopo avere individuato e tracciato il tratto ad andamento logaritmico, sostituire al posto di a il valore numerico della pendenza del tratto suddetto e al posto di b il valore che assume V per $I = 1$ mA:

$$|a| = \operatorname{tg} \alpha \qquad\qquad b = (V)_{I=1\,\mathrm{mA}} .$$

S'intende che il grafico va fatto in carta semilogaritmica (ascisse proporzionali a $\log_{10} I$, ordinate proporzionali a V_u); una volta trovati i valori di a e b, quello di c si trova immediatamente col calcolo, essendo:

$$c = b - a \log_{10} R ,$$

dove R è, come abbiamo visto, un dato del circuito. Resta così perfettamente individuata in base alla [6] la relazione che lega la tensione d'uscita della cellula alla tensione d'entrata.

Ciò premesso, alcuni esempi numerici permettono di dimostrare l'attendibilità dell'ammissione testè fatta, che cioè V_u si possa rendere trascurabile rispetto a $R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}}$. Osserviamo infatti le curve della figura 4. Si può verificare facilmente che la pendenza della parte rettilinea delle caratteristiche è compresa tra i valori 80 e 90. Si osserva altresì che i vari raddrizzatori (benchè scelti a caso) presentano un andamento sensibilmente concorde cosicchè si può ammettere che il coefficiente $|a|$ delle loro equazioni abbia mediamente il valore 85. Quanto a b gli stessi grafici mostrano che si aggira sui 200 mV.

Il valore di V_u infine, nel tratto utile (cioè in quello logaritmico), può variare tra 60 e 210 mV. Il termine $|R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}}|$ quindi varia mediamente tra i valori $0{,}025\, R$ e $1{,}5\, R$.

Se allora si prende $R = 40\,000\ \Omega$ (il valore della resistenza R è completamente a nostro arbitrio), il campo di variabilità di R resta così determinato:

$$10^3 \leqslant |R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}}| \leqslant 6 \cdot 10^4.$$

Se ne deduce che $|R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}}|$ ha un valore preponderante rispetto a $|V_u|$, che, nello stesso tempo, varia tra i valori 60 e 210. E precisamente, assunto per R il valore suddetto, l'errore che si commette trascurando V_u non è superiore a 0,5 dB.

È però opportuno astrarre da questo caso particolare ed esaminare attentamente quali sono le circostanze di cui bisogna tener conto nella

scelta dell'elemento raddrizzatore e dei valori numerici dei parametri variabili a nostro arbitrio, che intervengono nel circuito.

Ammesso che il raddrizzatore in questione abbia un tratto della caratteristica con legge logaritmica, risulta dall'equazione:

$$V_i = R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}} + V_u$$

che il dispositivo di figura 3 funziona tanto meglio da voltmetro logaritmico quanto maggiore è il rapporto:

[9] $$q\,(a, b, V_u) = \frac{R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}}}{V_u}\,.$$

Questo rapporto è funzione di a, b, V_u, cioè dei dati caratteristici del raddrizzatore; in particolare il campo di variazione di V_u è l'intervallo in cui la caratteristica del raddrizzatore è logaritmica. Gli eventuali massimi di questa funzione di a, b, V_u sono da ricercarsi tra i gruppi di valori di queste variabili, soluzioni del sistema di equazioni che si ottiene eguagliando a zero le derivate parziali di $q\,(a, b, V_u)$ rispetto ad a, b, V_u:

$$\left\{\begin{aligned} \frac{dq}{da} &= 10^{\frac{V_u - b}{a}} \frac{2{,}3\,R\,(b - V_u)}{V_u\, a^2} = 0\,; \\ \frac{dq}{db} &= -\,10^{\frac{V_u - b}{a}} \frac{2{,}3\,R}{a\, V_u} = 0\,; \\ \frac{dq}{dV_u} &= 10^{\frac{V_u - b}{a}} \frac{R}{V_u}\left(\frac{2{,}3\,V_u}{a} - 1\right) = 0\,. \end{aligned}\right.$$

La discussione del sistema non si presenta agevole per la natura esponenziale delle funzioni che vi compaiono. Comunque un'analisi sommaria mostra che la nostra funzione non ammette massimi per valori finiti delle variabili. Si può inoltre dimostrare facilmente che, ammesso che sia $V_u < b$, ipotesi che si verifica per la grande maggioranza dei raddrizzatori, la funzione q è crescente al crescere di a, come al crescere di V_u, ed è decrescente al crescere di b; e che, per uguali variazioni percentuali delle variabili (eseguite tenendo costanti le rimanenti due variabili), la variazione percentuale della funzione è massima per variazioni di b, è minima per variazioni di V_u, mentre per variazioni di a si mantiene tra questi due estremi:

$$\frac{q\,(b + \alpha\, b)}{q\,(b)} > \frac{q\,(a + \alpha\, a)}{q\,(a)} > \frac{q\,(V_u + \alpha\, V_u)}{q\,(V_u)}\,,$$

essendo α un certo fattore positivo.

Tali considerazioni hanno notevole importanza ai fini della scelta dell'elemento raddrizzatore: esse mostrano che conviene scegliere anzitutto gli elementi le cui caratteristiche hanno un coefficiente b più basso che sia possibile, e tra questi, gli elementi dotati di caratteristiche con alto valore di a, e, in second'ordine, con alto valore di V_u.

6. - Scelta del valore della resistenza in serie R.

Riferiamoci all'espressione [9]:

$$q = \frac{R}{V_u} 10^{\frac{V_u - b}{a}}$$

e consideriamo una particolare caratteristica di elemento raddrizzatore; allora restano fissati i valori di a e di b; inoltre, dal momento che V_u è compreso normalmente tra 60 e 210 mV si può assumere per V_u un valore medio costante al quale per ora ci riferiamo, allo scopo di fissare le idee. Con questa premessa q può mettersi sotto la forma:

[10] $$q = mR ,$$

essendo m costante.

Rammentiamo che i raddrizzatori da noi studiati hanno una caratteristica V,I logaritmica, per la gamma di tensioni comprese in un certo intervallo, che denoteremo (V'_u, V''_u). Questo dato di fatto porta ad una *relazione logaritmica tra la tensione d'entrata e la tensione d'uscita della cellula*, a patto che il termine:

$$R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}}$$

sia preponderante rispetto al termine V_u. Se aumentiamo successivamente il valore della resistenza R a partire da un valore basso, viene ad estendersi la porzione della caratteristica V_i, V_u che può considerarsi logaritmica a meno di una tolleranza stabilita, per esempio a meno di 0,5 dB. Ma quando, al progressivo crescere di R, diventa praticamente logaritmica tutta quella porzione della caratteristica V_i, V_u corrispondente all'intervallo (V'_u, V''_u), un successivo aumento di R al disopra di questo punto critico non porta a nessun miglioramento, perchè la gamma delle tensioni d'uscita utili non può estendersi oltre l'intervallo (V'_u, V''_u). Tuttavia migliora la precisione delle misure possibili col voltmetro, perchè l'aumento di R, provocando una maggior aderenza della caratteristica V_i, V_u alla caratteristica logaritmica ideale, rimpicciolisce il valore della tolleranza, la quale pertanto può andare notevolmente al disotto di 0,5 dB.

Nella figura 5 è riportata una famiglia di caratteristiche che dànno la tensione V_u all'uscita della cellula in funzione della tensione V_i d'entrata, famiglia ottenuta facendo variare la resistenza R. Essa può

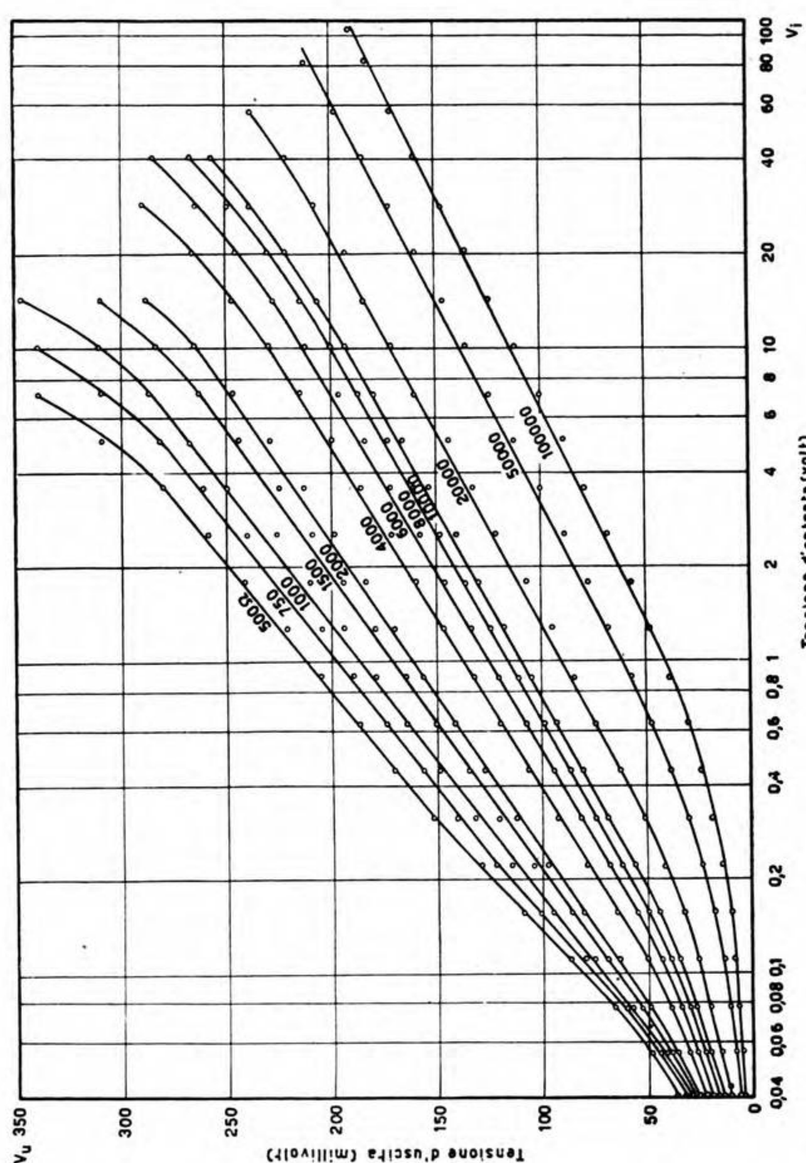


Fig. 5. — Famiglia di caratteristiche V_i, V_u di una cellula per voltmetro logaritmico (fig. 3). Le curve sono quotate in valori della resistenza in serie R.

dare un'idea assai precisa dell'influenza che esercita il valore di R sul comportamento della cellula, a conferma delle previsioni teoriche esposte.

I punti caratteristici sono spaziati nel rapporto $\sqrt{2}$ (corrispondente a 3 dB) sulla scala delle ascisse, cioè delle tensioni d'entrata. I corrispondenti valori della tensione d'uscita devono, nel tratto logaritmico della caratteristica, stare in successione aritmetica; nel tratto logaritmico deve quindi essere costante lo scarto V'_u corrispondente a due punti caratteristici contigui.

La pendenza di queste caratteristiche, ossia il rapporto $S = \frac{\Delta V_u}{\Delta (\log_{10} V_i)}$ varia tra 75 e 125. Se in corrispondenza a un dato valore di V_i la caratteristica disegnata scarta verticalmente del valore V'_u dal punto rilevato, il corrispondente errore di lettura è:

$$20 \frac{V'_u}{\dfrac{\Delta V_u}{\Delta (\log_{10} V_i)}} = 20 \frac{V'_u}{S} \qquad \text{(dB)}.$$

Se si vuole che esso si mantenga inferiore a 0,5 dB occorre che lo scarto V'_u sia non più di 3 mV per la caratteristica a pendenza massima e non più di 2 mV per la caratteristica a pendenza minima. Quindi, mediamente, il campo utile in decibel può desumersi in base ai dati numerici di rilievo della caratteristica, moltiplicando per 3 il numero di intervalli consecutivi in cui lo scarto V'_u non differisca per più di 2,5 mV da un certo valore dello scarto scelto come punto di riferimento. In base a questo criterio si è ricavata, dai dati caratteristici relativi al raddrizzatore cui si riferisce la figura 5, la tabella I.

TABELLA I.

Resistenza	Campo utile	Errore massimo
500 Ω	11 dB	0,5 dB
750 »	15 »	
1000 »	18 »	
1500 »	22 »	
2000 »	25 »	
4000 »	33 »	
6000 »	37 »	
8000 »	40 »	
10 000 »	42 »	
20 000 »	42 »	
50 000 »	42 »	
100 000 »	42 »	

Si vede chiaramente da essa che l'estensione del campo utile cresce dapprima in modo uniforme al crescere della resistenza, poi diventa praticamente costante, e precisamente a partire dal punto in cui il valore di R è tanto grande che l'ipotesi fatta in precedenza (V_u trascurabile di fronte a $R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}}$) risponde bene alla realtà, in tutta la gamma, che viene quindi interamente sfruttata.

A mo' d'esempio, nel caso del raddrizzatore, il cui comportamento è illustrato in figura 5, già a partire da un valore di R di 8000 Ω, il funzionamento è ottimo: il dispositivo è atto a funzionare per tensioni comprese in una gamma di 40 dB.

7. - Gamma di tensioni misurabili con lo strumento.

La possibilità di variare largamente il valore di R senza alterare l'ampiezza del campo di tensioni misurabili, si rivela assai utile per spostare la gamma di tensioni misurabili collo strumento. Siano infatti V'_u e V''_u i valori della tensione d'uscita agli estremi dell'intervallo utile: i valori estremi delle corrispondenti tensioni d'entrata risultano:

$$[11] \qquad V'_i = R \cdot 10^{\frac{V'_u - b}{a}} \qquad V''_i = R \cdot 10^{\frac{V''_u - b}{a}} .$$

Quindi un aumento di R non fa altro che spostare la gamma di tensioni d'entrata (cioè la gamma delle tensioni misurabili) verso tensioni più alte, mentre l'ampiezza della gamma stessa, essendo data da $20 \log_{10} \frac{V''_i}{V'_i}$, risulta indipendente da R e rimane inalterata. L'ampliamento della gamma utile al crescere del valore della resistenza in serie e la successiva traslazione della gamma non appena R, nel suo crescere, abbia superato un certo valore critico, sono più espressivamente caratterizzati nel grafico di figura 6, che fornisce l'estensione e la posizione della gamma utile al variare della resistenza in serie. I segmenti verticali che vi figurano hanno lunghezze proporzionali ai decibel di gamma utile, in corrispondenza ai valori di R.

Partiamo dal valore massimo della resistenza (estremità destra del grafico) e spostiamoci verso i valori minori, fino al valore critico, a cui corrisponde la gamma utile $A'D$. Consideriamo gli estremi superiori e gli estremi inferiori dei segmenti verticali.

Il parallelismo dei seguenti BA' e CD esprime la circostanza che *il variare di R al disopra del punto critico produce semplicemente una traslazione della gamma utile.*

Ma quando, sempre diminuendo R, oltrepassiamo il punto critico, al fenomeno precedente se ne sovrappone un altro: la contrazione della gamma utile nella sua zona inferiore, perchè al disotto del punto critico una progressiva diminuzione di R allontana sempre più dalla realtà

l'ipotesi che V_u sia trascurabile di fronte a $R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}}$. Questo, come sappiamo, non si verifica nella zona superiore della gamma, ove l'ipotesi suddetta risponde a verità anche per valori piuttosto bassi di R. Tutto ciò è messo chiaramente in vista dal grafico. L'estremo superiore

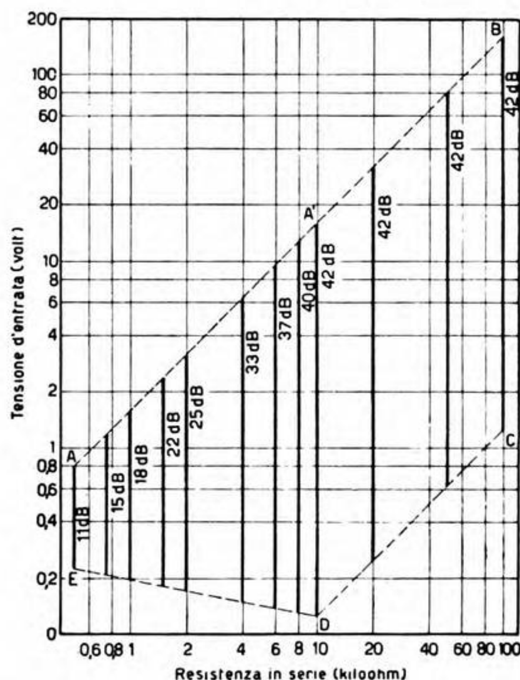


Fig. 6. — Campo utile del voltmetro in decibel, in funzione della resistenza in serie R.

della gamma utile continua ad abbassarsi proporzionalmente al diminuire di R, in accordo con la seconda delle [11] (segmento $A'A$), mentre altrettanto non avviene per l'estremo inferiore della gamma: il suo progressivo innalzarsi da D ad E esprime l'azione risultante di due elementi contrastanti: l'abbassamento provocato dalla diminuzione di R (analogamente a quanto era avvenuto lungo il segmento CD) e l'innalzamento provocato dal restringersi del campo in cui è valida l'ipotesi che V_u sia trascurabile di fronte a $R \cdot 10^{\frac{V_u - b}{a}}$. Queste azioni avendo ambedue legge logaritmica, la loro risultante dà luogo, in coordinate entrambe logaritmiche, ad una retta (DE).

È importante osservare che, con un raddrizzatore come quello di cui sono mostrate le caratteristiche nel grafico suddetto, si possono

misurare con un semplice artificio tensioni comprese in una gamma di più di 60 dB. Basta disporre nello strumento un commutatore a due scatti (mediante il quale si possa inserire a monte del raddrizzatore una resistenza da 10 000 Ω oppure una da 100 000 Ω) e disegnare due scale sul quadrante dello strumento. Inserendo la prima resistenza, si possono misurare tensioni comprese tra 0,12 V e 16 V (42 dB); mediante la seconda, tensioni comprese tra 1,25 V e 160 V (42 dB, di cui 22 si sovrappongono alla gamma precedente).

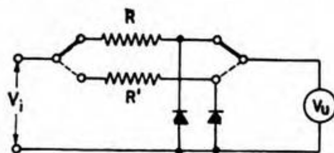


Fig. 7. — Schema di voltmetro con gamma amplissima e facente uso di due raddrizzatori.

È risultato poi da altre prove che, facendo uso di due cellule distinte, inseribili mediante un commutatore e contenenti ciascuna un raddrizzatore adatto, come è schematicamente mostrato nella figura 7, si può ottenere uno strumento avente una gamma utile di almeno 70 dB.

È logico pensare che accoppiando due raddrizzatori in parallelo si possa estendere l'ampiezza del tratto logaritmico, facendo affidamento su una compensazione reciproca delle divergenze dei due elementi da una legge rigorosamente logaritmica, specialmente agli estremi della gamma utile.

Si è fatta tale prova su due raddrizzatori che, usati separatamente in una cellula con una resistenza in serie di 10 000 Ω, avevano presentato una gamma utile di 36 dB. Per conservare la proporzione primitiva tra resistenza in serie e resistenza offerta dal raddrizzatore, si è dimezzato il valore della resistenza in serie (fig. 8). I risultati hanno mostrato un miglioramento apprezzabile: non soltanto la gamma si è estesa da 36 a 42 dB, ma sono notevolmente diminuiti gli scarti dei punti caratteristici dalla legge logaritmica (fig. 9).

Naturalmente il successo di questa operazione dipende da un accoppiamento più o meno indovinato degli elementi raddrizzatori.

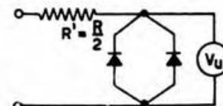


Fig. 8. — Schema di voltmetro con due raddrizzatori in parallelo.

8. - Comportamento dei raddrizzatori a ossidulo di rame al variare della temperatura.

Si sa che una delle maggiori difficoltà che limitano l'impiego dei raddrizzatori negli strumenti è data dalla variazione della loro resistenza con la temperatura. Il coefficiente di temperatura dei raddrizzatori a ossidulo di rame è negativo ed ha un valore assoluto del 7 ‰ circa per grado centigrado; esso varia anche con la tensione applicata.

Si rendeva quindi necessario esaminare il comportamento dei raddrizzatori sotto questo punto di vista. A tal fine sono state costruite famiglie di caratteristiche di alcuni raddrizzatori, per varie tempera-

ture. La figura 10 ne mostra un esempio: le misure sono state eseguite con l'ausilio di un termostato assai preciso. Non si è oltrepassata la temperatura di 50°C, oltre la quale il raddrizzatore facilmente si distrugge. L'aspetto notevolmente regolare delle curve ci ha indotti a mettere in equazione l'influenza della temperatura sulle caratteristiche.

Assunto innanzi tutto che, per una certa temperatura, l'equazione completa della caratteristica sia della forma:

$$V = a' \log_{10} I + b' I + c' ,$$

si sono determinati i coefficienti a', b', c', sostituendo al posto di V e I tre coppie di valori relativi a tre punti caratteristici della curva e risolvendo rispetto ad a', b', c' il sistema di tre equazioni ottenuto. Ciò che determina la maggiore o minore aderenza dell'equazione alla curva effettiva è naturalmente la scelta dei tre punti base; scegliendo i punti corrispondenti alle correnti di 0,1 mA, 2 mA, 8 mA, si è ottenuto uno scarto medio del 0,8 % tra tensione vera corrispondente a una data corrente, e tensione calcolata in base all'equazione $V = f(I)$ sopracitata. Calcolando con questo procedimento le equazioni relative alle varie temperature, si è constatato un fatto abbastanza notevole: i coefficienti a' e b' si mantengono praticamente costanti, mentre il coefficiente c' varia linearmente con la temperatura centigrada t:

$$c' = A t + B ,$$

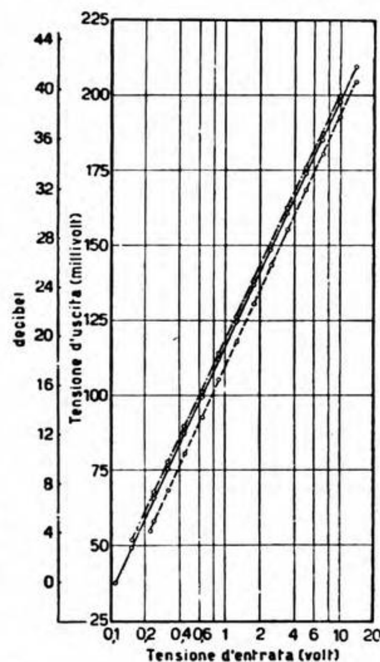


Fig. 9. — Estensione del campo utile del voltmetro, ottenuta mediante l'inserzione in parallelo di due raddrizzatori:
- - - - - - raddrizzatore n. 1,
-·-·-·- raddrizzatore n. 2,
——— raddrizzatori n. 1 e n. 2 in parallelo.

cosicchè l'equazione della caratteristica si può esprimere mediante V, I, t, così:

$$V = a' \log_{10} I + b' I + A t + B .$$

A mo' d'esempio, esprimendo V in millivolt, I in milliampere e t in gradi centigradi, l'equazione della caratteristica del raddrizzatore, cui si riferisce la figura 10, è:

$$V = 71{,}5 \log_{10} I + 5{,}5\, I - 1{,}77\, t + 214.$$

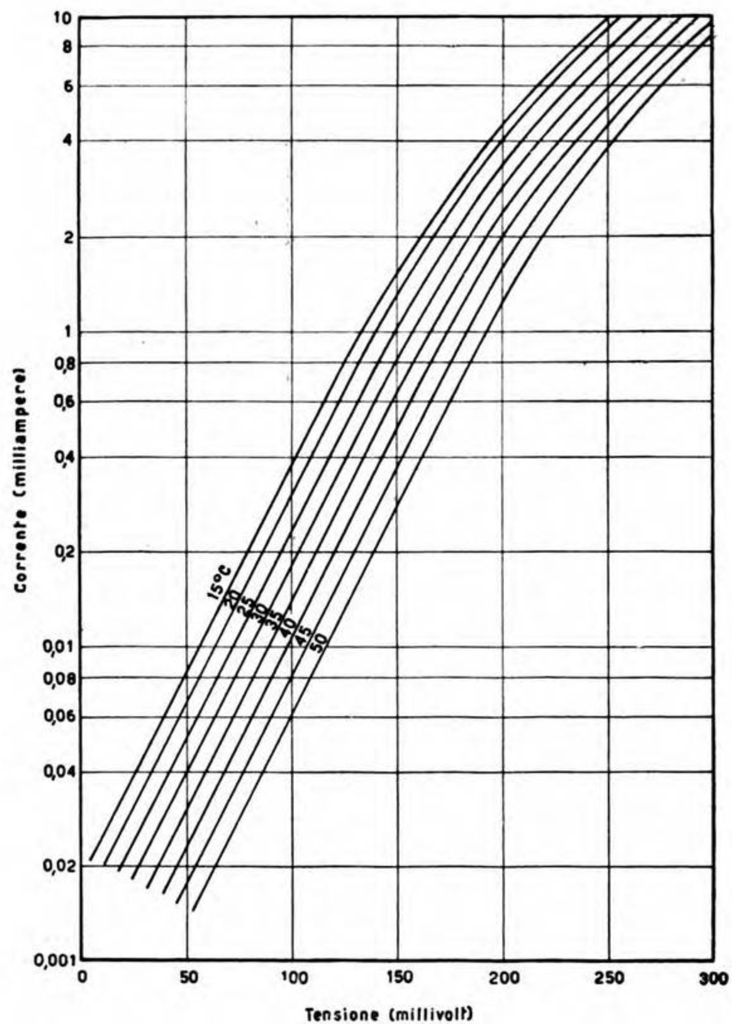


Fig. 10. — Famiglia di caratteristiche di un raddrizzatore a ossidulo di rame, parametro la temperatura.

In possesso di questi dati si può stabilire una tabella di correzione delle letture del voltmetro alle varie temperature.

9. - Dati caratteristici dello strumento da adoperare come voltmetro e aspetto del quadrante.

Lo strumento da adoperare dovrebbe avere una portata di 0,3 V circa e una resistenza interna di almeno 5000 Ω, al fine di poter essere

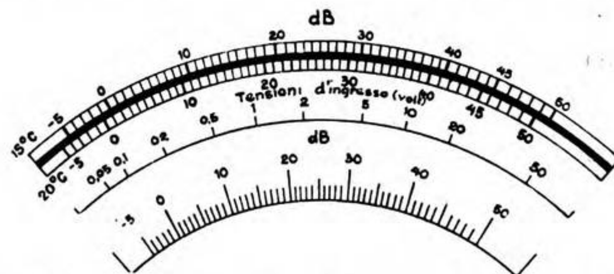


Fig. 11. — Aspetto del quadrante di uno strumento da 100 μA in fondo di scala (resistenza interna 3000 Ω/V) usato come voltmetro logaritmico.

inserito nel circuito della cellula senza disturbare notevolmente l'andamento della caratteristica dell'elemento raddrizzatore, e di consentire letture precise.

Occorrerebbe quindi uno strumento piuttosto sensibile (60 μA in fondo di scala); tuttavia si possono usare con buoni risultati anche strumenti di classe inferiore, purchè ci si accontenti di sacrificare alquanto la precisione; ad esempio con uno strumento da 100 μA (lunghezza della scala: 7 cm) si possono apprezzare molto bene frazioni anche minori di 0,5 dB.

La figura 11 riproduce il disegno del quadrante di uno strumento da 100 μA (resistenza interna: 3000 Ω/V). Esso presenta due scale: quella inferiore dà il numero di decibel della tensione V_i di misura, riferiti al valore di 0,1 V, mentre quella superiore fornita di poche divisioni serve a dare un valore puramente indicativo della tensione di misura in volt.

La taratura dello strumento è fatta con riferimento alla temperatura ambiente di 15°C. Quando lo strumento funziona a temperatura diversa, si può fare uso di tabelle di correzione del tipo di quelle indicate nella parte superiore della figura 11, disegnate sul quadrante stesso.

Si potrebbe fare a meno della correzione per la temperatura, chiudendo l'elemento raddrizzatore in un piccolo termostato adatto. Un tipo di termostato di ingombro non eccessivo è proposto dal Thilo:

mediante esso in 10 minuti circa si può portare il raddrizzatore alla temperatura di 40°C e mantenervelo. Ciò rappresenta senza dubbio una comodità, ma complica sensibilmente lo strumento, privandolo di taluna

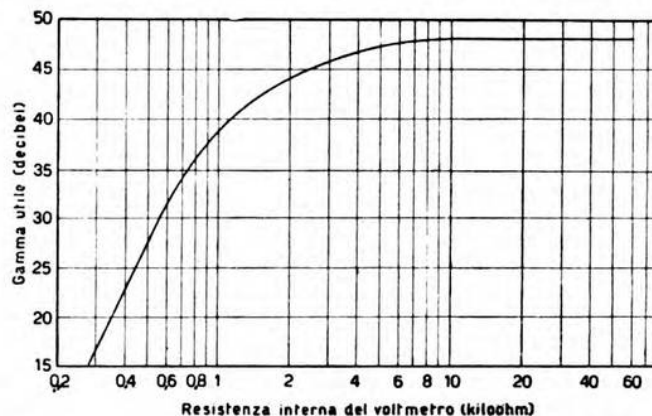


Fig. 12. — Gamma coperta dallo strumento in funzione della sua resistenza interna.

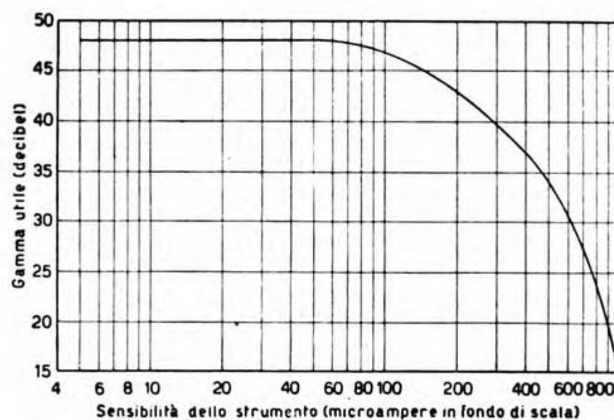


Fig. 13. — Gamma coperta dallo strumento in funzione della sua sensibilità.

delle sue qualità più spiccate: la semplicità d'uso e l'indipendenza da qualsiasi alimentazione.

L'influenza della resistenza interna dello strumento indicatore sull'ampiezza della gamma misurabile è mostrata nel grafico di figura 12. Il grafico di figura 13 mette in evidenza la relazione fra l'ampiezza della gamma e la sensibilità dello strumento.

10. - Uso di due cellule disposte in cascata.

Rimane ancora da menzionare una delle possibilità più interessanti della cellula costituente la parte essenziale del voltmetro logaritmico.

È stato osservato dai due studiosi già citati (6), che la posizione del tratto logaritmico della caratteristica V, I di un raddrizzatore a secco è tale che la tensione di uscita della cellula *al termine* della porzione logaritmica della caratteristica, ha all'incirca lo stesso valore della tensione d'entrata della cellula stessa *all'inizio* della porzione logaritmica.

È noto d'altronde che la caratteristica tensione-resistenza di un raddrizzatore a ossidulo di rame è, per piccole tensioni positive, logaritmica, mentre per maggiori tensioni positive, oppure per minime tensioni positive, la resistenza si mantiene praticamente costante al variare della tensione (fig. 14).

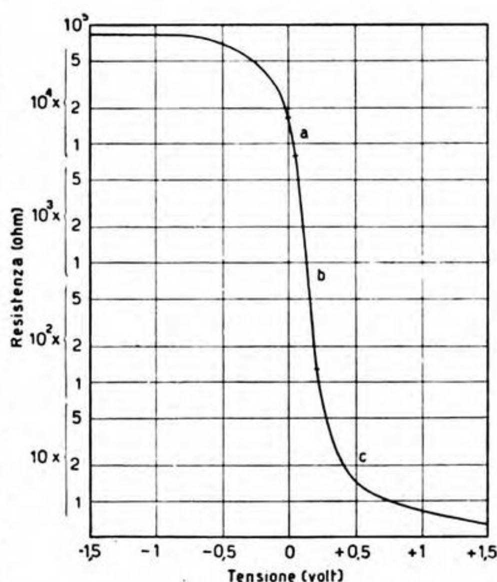


Fig. 14. — Caratteristica tensione-resistenza di un raddrizzatore a ossidulo di rame.

Queste due circostanze possono essere utilizzate egregiamente per costituire un voltmetro logaritmico, a gamma notevolmente più estesa di quello già visto.

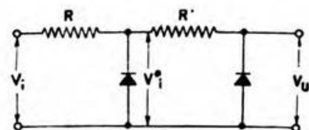


Fig. 15. — Schema di voltmetro logaritmico a due cellule in cascata.

Disponiamo infatti in cascata due cellule del tipo consueto (fig. 15). Sia (V'_u, V''_u) l'intervallo utile (cioè a legge logaritmica) delle tensioni all'uscita di un raddrizzatore e sia (V'_i, V''_i) il corrispondente intervallo delle tensioni d'entrata nel caso di una sola cellula. Ciò premesso, applichiamo all'entrata del dispositivo a due cellule una tensione crescente da V'_i a V''_i; la tensione V^*_i all'uscita della prima cellula varia proporzionalmente al logaritmo di V_i; intanto, essendo V^*_i

(6) Loc. cit. nota (4).

piuttosto piccola, il 2° raddrizzatore si comporta come una resistenza di alto valore costante (figura 14, parte *a* della curva): in conclusione la tensione all'uscita della 2ª cellula risulta proporzionale al logaritmo della tensione all'entrata della 1ª. Aumentiamo ancora la tensione d'entrata V_i fino al valore V'''_i; allora il 1° raddrizzatore, essendo sottoposto a una tensione notevole, si comporta come una

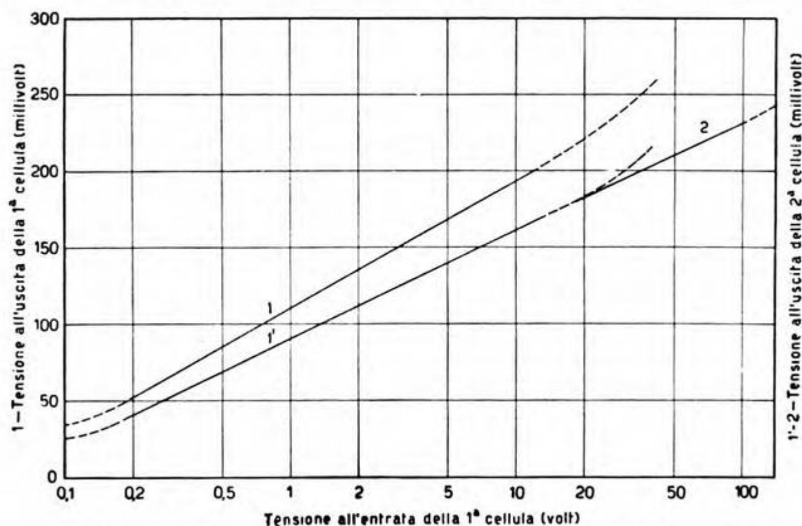


Fig. 16. — Principio del funzionamento del voltmetro a due cellule.

resistenza di basso valore costante, cosicchè V^*_i si mantiene proporzionale a V_i; ma V^*_i crescendo è giunta a quel valore per il quale il 2° raddrizzatore comincia ad avere una caratteristica logaritmica; in conseguenza V_u varia proporzionalmente al logaritmo di V_i, come si desiderava, e si amplia notevolmente la gamma, a legge logaritmica, del voltmetro.

Affinchè la cosa sia effettuabile, è necessario che le caratteristiche V_i, V_u delle due cellule abbiano funzionamento concorde, in modo che le proprietà dei due raddrizzatori si integrino a vicenda. Per ottenere ciò, bisogna scegliere convenientemente le resistenze in serie delle due cellule.

I due studiosi sopracitati tacciono sul criterio da seguire nella scelta delle resistenze in serie e degli elementi raddrizzatori. Esporremo pertanto un nostro semplice procedimento.

Supponiamo di usare due raddrizzatori di caratteristiche tensione-corrente press'a poco identiche, cosa possibile senza gravi difficoltà. Sia (fig. 16) 1 la curva tensione d'entrata - tensione d'uscita della 1ª cellula. Poichè, quando si attua il funzionamento logaritmico del 1° raddriz-

zatore, il 2º si comporta come una resistenza costante, la tensione d'uscita della 2ª cellula risulta proporzionale alla tensione d'uscita della 1ª e la caratteristica complessiva delle due cellule va in 1'. Una volta conosciuta la caratteristica V, I del 1º raddrizzatore, è facile dedurre la relazione che lega tra loro V_i e V^*_i in base a quanto si è esposto nel § 5, e quindi si può dare l'equazione della curva 1' e tracciarla.

Se si vuole che la 2ª cellula funzioni in armonia colla 1ª, è necessario che il 2º raddrizzatore (la cui caratteristica è pure nota), collocato nella 2ª cellula, la faccia funzionare secondo una caratteristica *allineata* con la 1' (curva 2).

In altri termini, supposta divisa in due parti la caratteristica complessiva del dispositivo a due cellule, una corrispondente al funzionamento logaritmico del 1º raddrizzatore e l'altra corrispondente al funzionamento logaritmico del 2º, *queste due caratteristiche devono avere la stessa equazione, affinchè la gamma utile del voltmetro possa estendersi.*

Denotiamo con R, R' le resistenze in serie delle due cellule, con R_c la *resistenza di basso valore costante* del 1º raddrizzatore e con R'_a la *resistenza di alto valore costante* del 2º raddrizzatore. Ferme restando le precedenti notazioni, per piccole tensioni d'entrata si ha (fig. 15):

$$V_u = \frac{R'_a}{R'_a + R'} V^*_i; \quad V^*_i = a \log_{10} V_i + c = a \log_{10} V_i + b - a \log_{10} R$$

e quindi:

$$V_u = \frac{R'_a}{R'_a + R'} (a \log_{10} V_i + b - a \log_{10} R) \,. \qquad [12]$$

Per tensioni d'entrata maggiori (entra in funzione la caratteristica logaritmica del 2º raddrizzatore):

$$V_u = a' \log_{10} V^*_i + c' = a' \log_{10} V^*_i + b' - a' \log_{10} R';$$

$$V^*_i = \frac{R_c}{R_c + R} V_i$$

e quindi:

$$V_u = a' \log_{10} \left(\frac{R_c}{R_c + R} V_i \right) + b' - a' \log_{10} R' \,. \qquad [12']$$

Le condizioni affinchè la [12] e la [12'] rappresentino la medesima retta in coordinate V_u, $\log_{10} V_i$, sono:

$$[13] \quad \begin{aligned} &\frac{R'_a}{R'_a + R'} a = a' \,; \\ &\frac{R'_a}{R'_a + R'} (b - a \log_{10} R) = a' \log_{10} \frac{R_c}{R_c + R} + b' - a' \log_{10} R' \,; \end{aligned}$$

dove R'_a ed R_c si possono considerare *costanti universali per un dato tipo di raddrizzatori a secco*, mentre a, b, a', b' sono *costanti dei raddriz-*

zatori prescelti, e infine R, R' sono *costanti* che possiamo scegliere ad arbitrio.

Le resistenze R'_a ed R_c, come si rivela anche dal grafico di figura 14, hanno mediamente i valori:

$$R'_a = 10\,000\ \Omega; \qquad R_c = 30\ \Omega\,.$$

Rimangono ancora sei variabili; si può pensare quindi di scegliere ad arbitrio alcune di esse e di servirsi poi delle equazioni [13] per la

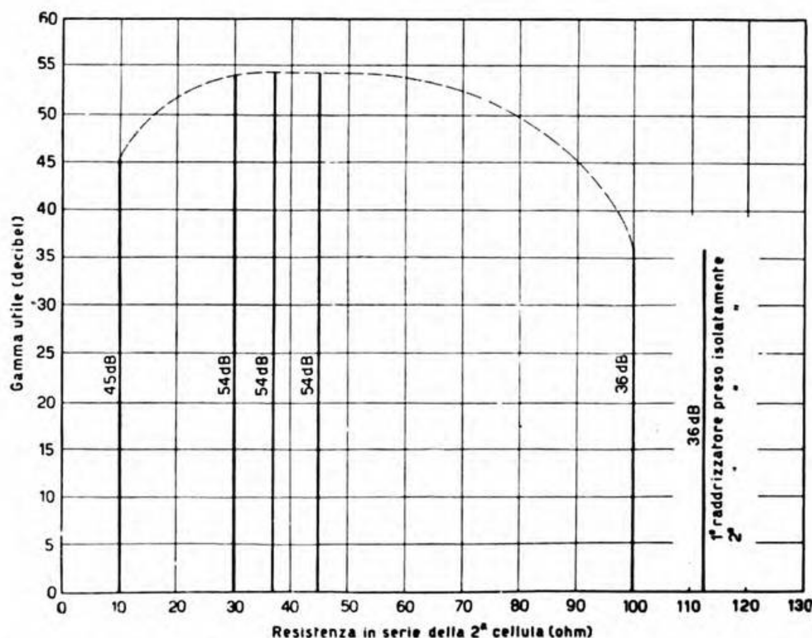


Fig. 17. — Estensione in decibel della gamma utile in un dispositivo a due cellule, al variare della resistenza in serie della 2ª cellula.

determinazione delle rimanenti. Per esempio possiamo imporre la condizione di inserire nella 1ª cellula quel raddrizzatore di cui sono riportate in figura 10 le caratteristiche; allora:

$$|\,a\,| = 81\,, \qquad |\,b\,| = 190\,.$$

Due altre condizioni si ottengono assumendo $R = 10\,000\ \Omega$, in accordo col criterio di tenere elevato il valore della resistenza in serie per diminuire gli scarti dello strumento dalla legge logaritmica, e ponendo: $|\,b'\,| = 200$. Quest'ultima posizione è puramente arbitraria. Se, determinando i valori delle incognite rimanenti a', R', si trovassero valori

negativi o poco adatti, si possono assumere per b' valori diversi, finchè per tentativi non si giunga allo scopo.

Generalmente basta un solo tentativo. Ad esempio, con le posizioni suddette si trova:

$$| a' | = 80{,}7 \; ; \qquad\qquad R' = 37 \ \Omega \, .$$

Essendo in possesso di un raddrizzatore avente tali coefficienti a' e b', si è eseguita la prova sperimentale del dispositivo. I risultati hanno mostrato un accordo notevolissimo con la teoria esposta; si è potuto constatare che, mentre i due raddrizzatori usati singolarmente presentano nelle migliori condizioni una gamma utile di 36 dB, il dispositivo a due cellule, formato cogli stessi raddrizzatori e avente la resistenza in serie R' del valore calcolato, presenta una gamma utile di 54 dB.

È interessante osservare (fig. 17) che basta scostarsi anche di poco dal valore di R' calcolato come sopra, perchè l'estensione della gamma utile diminuisca notevolmente.

Il procedimento è, sotto certe condizioni, iterabile, per cui è possibile costruire un *voltmetro a tre cellule in cascata*; ma in tal caso il calcolo delle resistenze in serie diventa assai più laborioso e richiede numerosi tentativi: un tale tipo di voltmetro può dare con facilità una gamma utile di 70 dB.

Ringrazio l'ingegnere A. Ferrari-Toniolo che mi ha consigliato l'argomento del presente lavoro e mi ha dato un prezioso aiuto durante il suo svolgimento. Esprimo al professore G. Vallauri la mia riconoscenza per il suo interessamento.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

EQUILIBRIO E SENSIBILITÀ DI PONTI PER MISURE DI IMPEDENZA

PAOLO LOMBARDI

La proprietà di poter essere facilmente e rapidamente portato alla condizione di equilibrio è una caratteristica preziosa per un ponte per la misura di impedenze. Lo studio di essa, condotto con l'ausilio delle curve luogo dell'impedenza dei lati opportunamente combinate, permette di seguire le operazioni per l'equilibrio, così da trarne criteri di valutazione e di miglioramento della « convergenza » del ponte.

Accanto a codesto elemento, anche la sensibilità costituisce un dato importante nel confronto fra dispositivi di misura. Per il caso dei ponti la si può esprimere in una forma concettualmente semplice, come prodotto di un fattore dipendente dalla costituzione del ponte per un fattore dipendente da quella del lato ove si suppone lo squilibrio: tale forma si presta a rilievi ed a conclusioni istruttive.

1. - Fra le caratteristiche di un circuito a ponte — o, come si dice ordinariamente per maggiore brevità, di un « ponte » — per la misura di impedenze, la proprietà di essere facilmente e rapidamente equilibrato è una di quelle che contribuiscono efficacemente alla sua maggiore utilità. Questa attitudine dei ponti non è stata molto studiata. Il Küpfmüller la fece oggetto di un lavoro comparso alcuni anni or sono (1); recentemente lo Hoadley ha portato un nuovo importante contributo all'argomento, con uno studio ampio e particolareggiato (2), nel quale cita anche qualche altra fonte.

Era stato bensì raccomandato (3) un criterio che presenta una certa attinenza col problema in esame: e cioè, che le operazioni per l'aggiustamento di equilibrio di una delle due componenti, ohmica o reattiva, dell'impedenza incognita siano indipendenti da quelle per l'aggiustamento relativo all'altra componente.

È in fondo la classica norma dei due equilibri ottenuti separatamente, alimentando il ponte una volta con corrente continua e una volta con

(1) K. Kuepfmueller: Ueber die Konvergenz der Brückenmessverfahren - E. u. M., 1933, LI, p. 204.

(2) G. B. Hoadley: The science of balancing an impedance bridge - J. Franklin Inst., 1939, CCXXVIII, p. 732.

(3) J. G. Fergusson: Classification of bridge methods of measuring impedances - Bell S. T. J., 1933, XII, p. 452.

corrente alternata; in base a tale norma — che è anche stata considerata ([4]) come un criterio di classificazione di questi schemi di misura — si dicono appunto preferibili i ponti che consentono di ottenere il secondo equilibrio (a corrente alternata) senza modificare le condizioni già attuate per conseguire il primo (a corrente continua). Esempi ben noti, fra gli altri, sono quelli (fig. 1) del ponte di Maxwell per il paragone di due induttanze L_x ed L_c, quando l'induttanza nota L_c sia costituita da un «variometro» di cui si possa modificare il solo coefficiente di autoinduzione senza cambiare la resistenza; e del ponte di Anderson per il confronto di una induttanza L e di una capacità K, quando l'elemento noto sia fornito rispettivamente da un induttore del tipo ora accennato o da un condensatore variabili con continuità entro il campo di valori utile per la misura, ovvero quando — essendo fissi L e K — si provveda all'equilibrio per corrente alternata agendo sulla R che non modifica l'equilibrio per corrente continua precedentemente attuato.

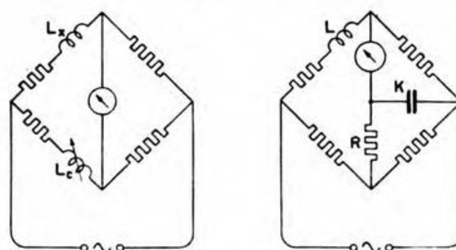


Fig. 1. — Ponte di Maxwell per il paragone di due autoinduttanze e ponte di Anderson per il confronto di un'autoinduttanza e di una capacità.

Naturalmente bisogna tenere ben presente che l'equilibrio che « fa testo » agli effetti della misura di impedenza è quello con corrente alternata; invero, l'equilibrio con corrente continua riguarda soltanto la resistenza per corrente continua, cioè non le parti di componente ohmica in cui — quando si considera il comportamento con corrente alternata — si computano le perdite supplementari inerenti alla presenza di questa; e ci si deve quindi attendere che, passando dall'alimentazione con corrente continua all'alimentazione con corrente alternata, la resistenza nelle nuove condizioni non risulti esattamente eguale a quella che si trovava nelle condizioni precedenti. Tali considerazioni possono anzi offrire una via per ricavare appunto dalla differenza fra i due valori una valutazione di quella parte di resistenza per corrente alternata, nella quale si computano le perdite supplementari dovute a questa.

2. - Il criterio della indipendenza degli equilibri per le due componenti determina una caratteristica pregevole per il comportamento di un ponte, ma non consente una valutazione della rapidità con cui si può

([4]) V. Karapetoff: General equations of a balanced alternating-current bridge - Phil. Mag., 1922, XLIV, p. 1024.

conseguire l'equilibrio; nè, d'altro canto, fornisce i mezzi per un'analisi precisa del procedimento attraverso cui lo si raggiunge.

Ambedue questi scopi si conseguono utilizzando opportunamente, nello studio dei ponti a corrente alternata, le così dette « curve luogo » di impedenza o di ammettenza, ovvero di tensione o di corrente [5]: una curva luogo è il luogo che l'estremo del vettore rappresentativo della grandezza che si considera — qui generalmente una tensione — descrive, quando si fa variare la grandezza assunta come variabile — qui generalmente una resistenza, un'induttanza o una capacità.

Praticamente, codeste curve luogo consentono di osservare graficamente le variazioni che intervengono nella differenza di potenziale ai capi della diagonale di rivelazione di un ponte, quando si facciano variare le impedenze dei lati. Per la maggior parte dei ponti, che sono destinati a funzionare, in ciascuna condizione di misura, a una frequenza (e si suppone sinusoidale la forma delle curve di tensione e di corrente), e nei quali si fa generalmente variare di volta in volta un singolo elemento (resistenza o capacità o induttanza), discende dalla teoria delle curve luogo, che queste sono rette o circonferenze; ciò ne semplifica l'applicazione alla presente indagine.

3. - Per condurre lo studio in un modo relativamente semplice, si fanno due ipotesi, che sono per verità comuni alla maggior parte di queste trattazioni e che sono d'altronde sufficientemente attendibili nei casi pratici:

1) che la differenza di potenziale, mantenuta ai vertici della diagonale di alimentazione dalla sorgente di forza elettromotrice alternativa, sia costante anche al variare — nel campo di misura — degli elementi che costituiscono i lati del ponte;

2) che l'impedenza della diagonale di rivelazione sia così grande, che si possa trascurare, rispetto alle altre correnti in giuoco, la corrente derivata in essa.

Con questa seconda ipotesi si ha il vantaggio di studiare il ponte come se avesse la diagonale di rivelazione aperta, e di far riferimento — anzichè alle variazioni della corrente in essa — alle variazioni della differenza di potenziale ai capi: il che è molto più semplice. Due motivi giustificano tale ipotesi:

1) l'uso, frequente ormai, e quasi generale per i ponti moderni e sensibili, di rivelatori preceduti da un amplificatore a tubi elettronici, onde — rispetto ai rami del ponte — la diagonale di rivelazione può ritenersi non assorba corrente: condizione a cui ci si avvicina sempre

---

(5) A. C. Seletzky: Cross potential of a four-arm network - El. Engng., 1933, LII, p. 861.
A. C. Seletzky a. J. R. Anderson: Cross current of a five-arm network - El. Engng., 1934, LIII, p. 1004.

più, a misura che ci si accosta all'equilibrio, e che poi si verifica rigorosamente, quando l'equilibrio sia conseguito;

2) la convenienza di non portare in conto, nello studio delle questioni di paragone fra ponti, l'ulteriore variabile costituita dal rivelatore, la quale — senz'avere diretta relazione con lo schema del ponte come tale — verrebbe a complicare ulteriormente il confronto fra i vari tipi.

Affinchè le considerazioni da svolgere abbiano un concreto punto di appoggio, è bene riferirsi a un caso determinato: si scelga il classico ponte di Maxwell per il paragone di due autoinduttanze (fig. 2), il quale

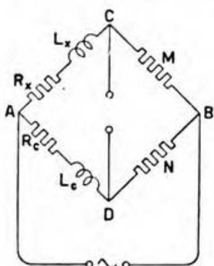


Fig. 2. — Ponte di Maxwell per il paragone di due autoinduttanze.

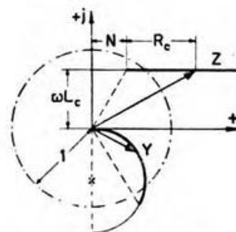


Fig. 3. — Diagramma di impedenza e di ammettenza per il ramo ADB.

presenta uno schema semplice e offre lo spunto a considerazioni interessanti, più che non altri schemi.

Non presenterebbe difficoltà estendere la trattazione a circuiti analoghi. D'altra parte talune delle più importanti conclusioni si possono direttamente applicare a qualunque ponte.

4. - Poichè scopo del presente studio è seguire il processo attraverso cui si raggiunge l'equilibrio, e poichè questo si verifica quando si annulla la differenza di potenziale ai capi della diagonale CD, ci si propone anzi tutto di trovare una rappresentazione grafica onde si rilevi il modo di variare di codesta tensione al variare degli elementi dei lati del ponte.

Si consideri dapprima, per esempio, che accade al variare di R_c, tutti gli altri elementi restando immutati. Date le ipotesi, il diagramma di impedenza del ramo ADB è una retta (Z) come nella figura 3: la semiretta segnata su di essa col tratto più grosso è il luogo degli estremi del vettore impedenza, al variare di R_c da zero a infinito. Il diagramma di ammettenza si ricava da quello di impedenza mediante un'inversione e diventa una circonferenza (Y), il cui tratto segnato corrisponde alla semiretta precedente; questo, se se ne moltiplica la scala per V_{AB}, vale anche come diagramma della corrente I_D nel vertice D (fig. 4), e — invertito di segno e moltiplicatane la scala per N — come diagramma della differenza di potenziale V_{BD}. Il vettore V_{AB} fisso e costante ha fase zero

(come si è implicitamente supposto col passare dal diagramma Y al diagramma I_D con un semplice cambiamento di scala e senza spostamento angolare); se si compone con i vettori V_{BD} portati al suo estremo, si ricava in un nuovo tratto di semicirconferenza il luogo degli estremi dei vettori V_{AD}, che sono naturalmente da tracciare a partire dall'origine.

Per una maggiore snellezza ed evidenza di notazioni, si possono semplificare notevolmente i simboli, segnando i punti del diagramma, e i luoghi, soltanto con la lettera del vertice del ponte cui corrispondono.

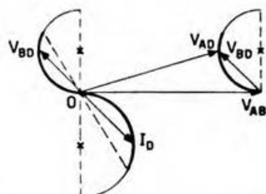


Fig. 4. — Diagramma di tensione per il ramo ADB.

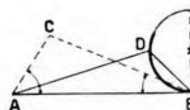


Fig. 5. — Diagramma di tensione con notazioni semplificate.

Nel grafico così ottenuto (fig. 5), le distanze geometriche fra i punti indicano in grandezza e fase, vettorialmente, le differenze di potenziale fra gli omonimi punti del circuito elettrico. Se, in base alla conoscenza degli elementi del ramo ACB, si costruisce anche il punto C (per esempio mediante il calcolo degli angoli CAB e ABC), le distanze CD — al variare della posizione di D sulla sua curva luogo — rappresentano senz'altro vettorialmente le differenze di potenziale fra i vertici C e D del ponte.

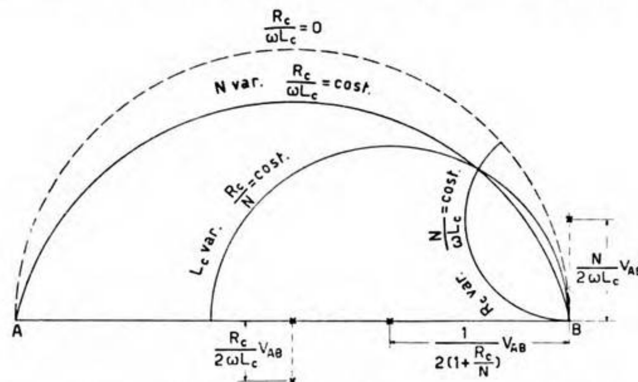


Fig. 6. — Luoghi di D al variare, rispettivamente, di R_c, L_c, N.

5. - Con procedimenti analoghi si determinano i luoghi di D quando — anzichè R_c — si facciano variare L_c o N (fig. 6). Tali luoghi sono anch'essi tratti di circonferenze, le cui posizioni si individuano senza

difficoltà attraverso considerazioni simili a quelle svolte per il luogo di D già tracciato nel caso di variazioni di R_c.

Le espressioni delle coordinate dei centri devono contenere, evidentemente, i valori delle due altre grandezze che si mantengono costanti mentre varia la grandezza considerata: tali espressioni di coordinate sono indicate nella figura. Si deduce da esse — e poteva anche essere chiaro a priori — che ciascuna delle circonferenze disegnate deve quotarsi con un valore del rapporto delle due grandezze che rimangono costanti, il quale rapporto funge da parametro individuante la curva fra quelle della stessa famiglia.

Le famiglie sono rispettivamente:

— per variazioni di R_c $\left(\frac{N}{\omega L_c} = \text{cost.}\right)$, tratti di semicirconferenze passanti per B e coi centri sulla verticale per B;

— per variazioni di L_c $\left(\frac{R_c}{N} = \text{cost.}\right)$, semicirconferenze passanti per B e coi centri sulla AB;

— per variazioni di N $\left(\frac{R_c}{\omega L_c} = \text{cost.}\right)$, tratti di semicirconferenze passanti per A e per B e con i centri — conseguentemente — sull'asse del segmento AB.

Risultati analoghi si trovano, se si ragiona sul ramo ACB del ponte, considerandovi variabili R_x, L_x, M, per trovare i luoghi su cui in tal caso si sposta C.

6. - Gli elementi così predisposti consentono di studiare in maniera molto intima il modo di comportarsi del ponte durante le operazioni di equilibramento; ed anche, di trarre conclusioni pratiche circa il modo di operare con esso: tali, ad esempio, la scelta dei lati e degli elementi su cui conviene di agire, l'ordine con cui variarli, i rapporti da adottare fra le grandezze di codesti elementi per conseguire buone sensibilità.

I esempio: Equilibrio ottenuto portando D da D_0 a coincidere con C in C_0, mediante variazioni di L_c e R_c (fig. 7).

Se si varia prima L_c e poi R_c, sospendendo di modificare l'una e passando all'altra quando il rivelatore indichi minima la distanza fra D e C, si segue la $D_0D_1D_2D_3D_4C_0$; se si ha l'avvertenza di variare prima R_c e poi L_c, si segue la $D_0D'_1D'_2C_0$ con un numero ridotto di operazioni intermedie.

II esempio: Equilibrio ottenuto mediante variazioni di N e R_c (fig. 8).

Se si varia prima N e poi R_c, il numero di operazioni — secondo la $D_0D_1D_2D_3D_4 \ldots C_0$ — è molto più grande che in ambedue i casi precedenti, poichè i luoghi su cui ci si sposta divengono, a mano a mano che ci si avvicina a C_0, più prossimi a essere paralleli; se si varia prima R_c,

si risparmia un certo numero delle operazioni iniziali, poichè da D_0 — seguendo la tratteggiata — ci si approssima sùbito di più alla mèta, ma poi ci si inserisce inevitabilmente nello zig-zag verso C_0, che ben s'intende quanto sia fastidioso per procedere verso l'equilibrio.

Qui cade acconcia un'osservazione importante. Come si è già detto, ci si accorge di dover sospendere la variazione di uno degli elementi

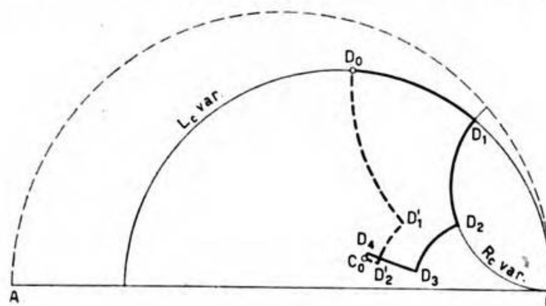


Fig. 7. — Equilibrio mediante variazioni di L_c e R_c.

del ponte, per passare a variarne un altro, semplicemente in base a un'indicazione di minimo del rivelatore; ora, per quanto questo strumento sia sensibile e preciso, un'incertezza in tale determinazione di

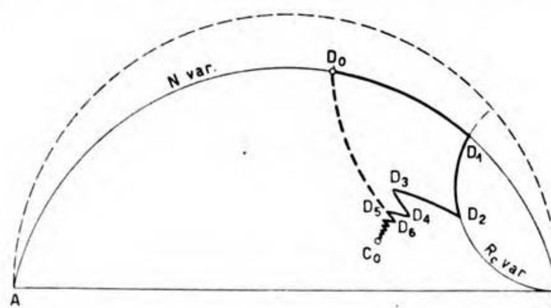


Fig. 8. — Equilibrio mediante variazioni di N e R_c.

minimo permane sempre. Ne seguono complicazioni nel procedimento verso l'equilibrio, complicazioni che in una teoria completa si possono analizzare minutamente, ma che qui basterà accennare — e non è difficile rendersene conto — hanno conseguenze più gravi quando i luoghi s'incontrano sotto angoli minori.

Conclusioni pratiche di questi due primi esempi: la convenienza di cominciare le operazioni di equilibrio agendo sulla R_c, e la preferenza da dare alla coppia di variabili R_c L_c piuttosto che a quella R_c N.

III esempio: Equilibrio cercato mediante variazioni di N e di R_x (fig. 9).

Vi si può essere condotti quando il fattore di qualità dell'incognita, $Q_x = \frac{\omega L_x}{R_x}$, sia più elevato del fattore di qualità del campione, $Q_c = \frac{\omega L_c}{R_c}$, e si richieda quindi l'introduzione di una resistenza in serie con l'incognita. In questo caso, nel diagramma, sono ambedue i punti C e D che si spostano: se, partendo dalle posizioni C_0 e D_0, si varia N, necessariamente si deve spostare D in D_1 per ottenere una diminuzione dell'indicazione del rivelatore (alla quale indicazione corrisponde la distanza fra le posi-

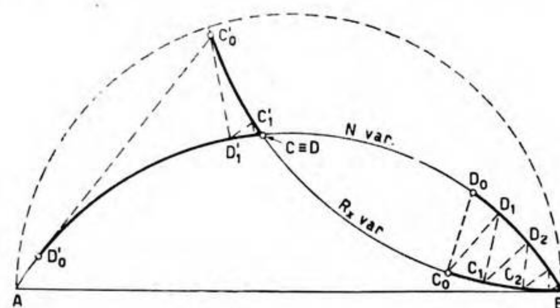


Fig. 9. — Equilibrio mediante variazioni di N e R_x.

zioni dei punti C e D); con le variazioni a vicenda di N e R_x ci si avvicina inevitabilmente a B, nel quale si deve cadere se si vuole che il rivelatore indichi tensione nulla fra C e D: tale condizione si raggiunge, in questo caso, aumentando R_x fino a che non sia $R_x = \infty$ e diminuendo N fino a che non sia $N = 0$. Evidentemente, questo è un « equilibrio falso » agli effetti della misura.

L'avvertenza con cui si può evitare codesto grave inconveniente è quella di partire, per le operazioni di equilibramento, col valore più basso possibile di R_x, cioè col punto C ad esempio in C'_0, e con un valore molto alto di N, cioè col punto D ad esempio in D'_0. Se allora si varia N, D passa in D'_1; poi, variando R_x, C si sposta in C'_1. L'equilibrio è quasi immediato, in $C \equiv D$.

Altri esempi, molto istruttivi, di applicazione di questo modo di studiare l'equilibrio di un ponte, si potrebbero trarre dall'esame delle condizioni per una buona sensibilità. Allora intervengono anche la considerazione dei valori numerici dei rapporti fra gli elementi che determinano l'equilibrio, e quindi quella della zona del diagramma in cui conviene lavorare: zona che si individua appunto mediante la determinazione dei detti valori numerici, i quali s'identificano con quote di curve luogo del diagramma.

7. - Quando, essendosi portate le condizioni del ponte assai prossime a quelle di equilibrio, i punti C e D si spostano in vicinanza l'uno dell'altro, il diagramma finora considerato si studia, per così dire, « ingrandito ». Allora la curvatura dei tratti di circonferenza si può ritenere di raggio così grande da fare assumere tali tratti come rettilinei. E il procedimento, attraverso cui si raggiunge l'equilibrio, si segue, sia graficamente, sia analiticamente, col metodo stesso adottato per l'indagine sulla « convergenza » dei ponti (6).

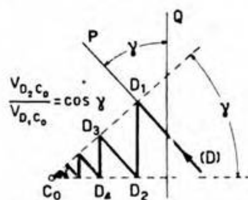


Fig. 10. — Convergenza verso l'equilibrio.

Poichè la rapidità con cui uno dei due punti, per esempio D, converge verso l'altro, C_0 (fig. 10), dipende evidentemente dall'angolo γ (la convergenza è tanto più rapida quanto γ è più prossimo a un angolo retto), e poichè γ è esprimibile in funzione dei valori degli elementi generici P e Q che si variano per ottenere l'equilibrio, da codeste relazioni si ricava il modo di valutare quantitativamente la convergenza stessa.

8. - Accanto allo studio critico dei ponti per misura di impedenze, compiuto sotto l'aspetto della facilità e rapidità con cui si riesce a portarli alla condizione di equilibrio, un'altra forma di esame riesce anche molto interessante: quella che considera la loro sensibilità (7), assumendola, per esempio, come elemento di paragone fra diversi tipi di ponte.

Un caso pratico, molto semplice, che si può presentare facilmente, è quello di dover stabilire quale circuito attuare con un « ponte universale » per compiere una determinata misura. Si ha la scelta fra molti schemi, tutti capaci di risolvere il problema; si vuol preferire lo schema che consenta di determinare il valore dell'incognita adoperando il dispositivo di maggiore sensibilità, e non soltanto in modo assoluto, ma anche in relazione col valore della grandezza da misurare.

Si noti che non si parla qui di precisione, la quale è una cosa diversa dalla sensibilità. In questa si tiene conto del legame fra l'entità di una variazione di una causa (grandezza da misurare o, in generale, grandezza che interviene nella misura) e l'entità della conseguente variazione dell'effetto suscettibile di osservazione (grandezza osservata). Nella precisione invece si considera, entro quali limiti si può ritenere mantenuta la divergenza inevitabile fra il valore vero e il valore misurato della grandezza incognita; e allora deve intervenire la considerazione dell'attendibilità di tutti gli elementi che si portano in conto per determinare il risultato, e quindi la valutazione degli errori.

---

(6) Loc. cit. nota (1).

(7) A. C. SELETZKY a. L. A. ZURCHER: Sensitivity of the four-arm bridge - Trans. A. I. E. E., 1939, LVIII, p. 723.

9. - Anche nello studio della sensibilità di un ponte, come già in quello delle operazioni per raggiungere l'equilibrio, è bene — per le ragioni già dette — riferirsi alle variazioni della differenza di potenziale ai capi della diagonale di rivelazione, presupponendo altresì costante la tensione di alimentazione.

Fra queste due differenze di potenziale, in funzione delle impedenze dei lati del ponte (fig. 11), vale la relazione:

$$V_{CD} = V_{AB} \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)},$$

ove le grandezze s'intendono complesse. Notoriamente, quando il ponte è in equilibrio, il numeratore si annulla; negli altri casi l'espressione dà una « tensione di squilibrio ».

Per semplicità di trattazione, conviene considerare, piuttosto che la tensione di squilibrio in valore assoluto, la tensione di squilibrio riferita a quella applicata, cioè la tensione di squilibrio per unità di tensione applicata al ponte:

$$\varepsilon = \frac{V_{CD}}{V_{AB}} = \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)};$$

la si misura ordinariamente in «microvolt/volt».

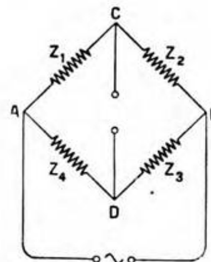


Fig. 11.
Schema generico di ponte.

Questa tensione di squilibrio può assumersi come misura della sensibilità del ponte riferita a un determinato lato di esso, quando la si valuti per una certa variazione, rispetto al valore di equilibrio, del lato considerato.

Se, per esempio, si vuole studiare la sensibilità riferita al lato 3, si supponga di variare l'impedenza di questo di una piccola quantità ΔZ_3 — rispetto al valore Z_3 corrispondente all'equilibrio ($Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4$) — portandola a $Z_3 + \Delta Z_3$; la tensione di squilibrio diventa:

$$\varepsilon = \frac{Z_1 \, \Delta Z_3}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)},$$

se si trascura la variazione del denominatore, che il ΔZ_3 modificherebbe di pochissimo come addendo trascurabile di una somma.

Poichè scopo del presente studio vuol essere un paragone fra tipi di ponti, conviene — per un confronto a parità di ipotesi — che la variazione di Z_3 dal valore corrispondente all'equilibrio figuri nell'espressione di ε sotto la forma di variazione relativa $\frac{\Delta Z_3}{Z_3} = \zeta$; inoltre, per comodità di trattazione, conviene vi compaiano in vista i rapporti $\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_4}{Z_3} = A$.

L'espressione della tensione di squilibrio assume allora la forma:

$$\varepsilon = \frac{A}{(1 + A)^2}\,\zeta\,.$$

10. - Codesta espressione si presenta semplice e particolarmente adatta allo scopo proposto.

Il secondo membro consta di due fattori indipendenti fra loro:

— il fattore $\frac{A}{(1 + A)^2}$, che dipende soltanto dal tipo e dalla costituzione del ponte e non dalla scelta del lato di cui si considera la variazione rispetto al valore corrispondente alla condizione di equilibrio, nè dall'entità di tale variazione: si può chiamare il « fattore del ponte »;

— il fattore ζ, che dipende soltanto dalla costituzione del lato in cui si suppone lo squilibrio e dall'entità di questo, e non dipende invece dal tipo del ponte e dalla costituzione degli altri lati: si può chiamare il « fattore di squilibrio ».

La semplificazione è, fino a qui, soltanto formale: A e ζ sono rapporti di complessi, ciascuno da portare in conto col suo angolo di fase (o con le sue componenti), onde il còmputo numerico non resta agevolato se lo si considera in tutto il suo svolgimento.

Ma il vero vantaggio nasce dal fatto che i valori del « fattore del ponte » e del « fattore di squilibrio » si possono precalcolare per un certo numero di casi pratici, ed avere così disponibili per le applicazioni, le quali restano in tal modo grandemente semplificate.

Ciò vale per la funzione $\frac{A}{(1 + A)^2}$, di cui è facile tracciare grafici per il modulo e per l'argomento in funzione del modulo $|A|$ e dell'argomento α di A (fig. 12): si osservi che la funzione assume i medesimi valori per A e per $\frac{1}{A}$, onde basta che le ascisse partano da $|A| = 1$.

E vale anche per la funzione ζ, di cui non è difficile predisporre — per le varie possibili costituzioni dei lati di un ponte — le espressioni analitiche in funzione della variazione relativa dell'elemento che nel lato si considera variabile, e del fattore di qualità ovvero dell'argomento dell'impedenza del lato stesso.

Per esempio, nel caso di un lato costituito da una resistenza R e da una induttanza L in serie, per il quale $Q = \frac{\omega L}{R} = \tan\theta$, se si indica con Q il fattore di qualità e con θ l'argomento dell'impedenza, si ha:

— per una variazione $\varrho = \frac{\Delta R}{R}$:

$$\zeta = \frac{\varrho}{1 + jQ} = \varrho \cos \theta \, \underline{/ -\theta} \, ;$$

— per una variazione $\lambda = \frac{\Delta L}{L}$:

$$\zeta = \frac{\lambda}{1 - \frac{j}{Q}} = \lambda \operatorname{sen} \theta \, \underline{/ 90^{\circ} - \theta} \, .$$

Dato che i casi possibili di costituzione di un lato di ponte si esauriscono in un numero abbastanza limitato, è facile predisporre la possibilità di calcolare i corrispondenti fattori di squilibrio in modo rapido.

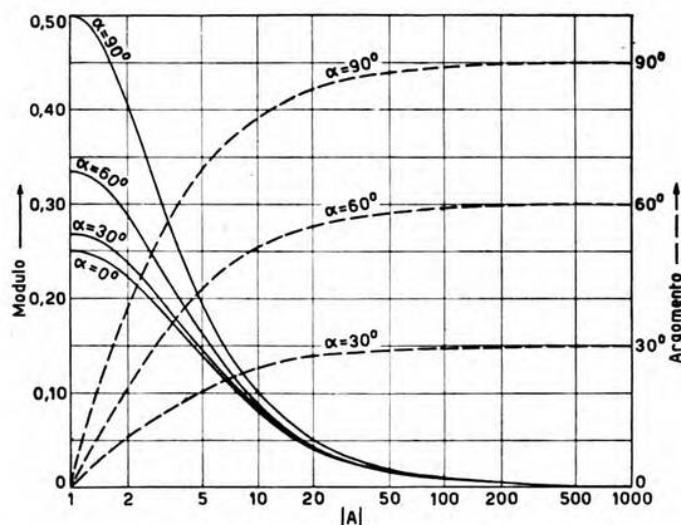


Fig. 12. — Grafici del modulo e dell'argomento del « fattore del ponte » in funzione del modulo e dell'argomento di A.

11. - Per dare un esempio di applicazione a un caso molto semplice, si voglia indagare la sensibilità di un ordinario ponte di Wheatstone per la misura di resistenze pure, riferendola al lato 3.

La resistenza da misurare sia R_1, e le altre resistenze abbiano all'equilibrio i valori:

$$R_2 = 300 \, \Omega \, , \quad R_3 = 733{,}8 \, \Omega \, , \quad R_4 = 600 \, \Omega \, .$$

Si ottiene:

$$R_1 = \frac{R_2 R_4}{R_3} = \frac{300 \times 600}{733{,}8} = 245{,}3 \, \Omega \, .$$

In questo caso:

$$A = \frac{R_4}{R_3} = \frac{600}{733{,}8} = 0{,}818\ ; \qquad \frac{A}{(1 + A)^2} = 0{,}247\ .$$

Se si suppone una variazione della R_3 di $\Delta R_3 = 0{,}1\ \Omega$, cioè, per esempio, della minima parte di cui si può variare R_3, si deve porre:

$$\zeta = \frac{0{,}1}{733{,}8} = 0{,}000136\ .$$

Si ricava:

$$\varepsilon = \frac{A}{(1 + A)^2}\,\zeta = 0{,}247 \times 0{,}000136 = 33{,}7\ \mu\text{V/V}\ .$$

Si consideri ora invece l'equilibrio raggiunto col medesimo valore di R_3 e, dato che R_1 rimane la stessa, col medesimo valore del prodotto $R_2\,R_4$, ma adoperando per queste resistenze i valori:

$$R_2 = 30\ \Omega\ , \qquad R_4 = 6000\ \Omega\ .$$

Per R_1 si continua a ricavare il medesimo risultato, ma in questo caso:

$$A = \frac{R_4}{R_3} = \frac{6000}{733{,}8} = 8{,}18\ ; \qquad \frac{A}{(1 + A)^2} = 0{,}097\ .$$

Allora per uno stesso $\zeta = 0{,}000136$ si ottiene:

$$\varepsilon = \frac{A}{(1 + A)^2}\,\zeta = 0{,}097 \times 0{,}000136 = 13{,}2\ \mu\text{V/V}\ .$$

Con un rapporto fra i lati contigui più lontano dall'unità — tutte le altre condizioni restando le stesse — la tensione di squilibrio è diminuita, cioè la sensibilità del ponte si è ridotta. La conseguenza era prevedibile in base alla teoria generale dei ponti, ed anche data l'espressione della funzione $\frac{A}{(1 + A)^2}$ che è massima per $A = 1$.

Quando il ponte sia destinato a misure di impedenze, anzichè di resistenze pure, i calcoli si complicano, ma con l'aiuto degli elementi già predisposti, di cui — come si è detto — ci si può munire, essi risultano sempre più semplici e spediti con questo procedimento che non per qualunque altra via.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

L'INTEGRALE DI FOURIER

RINALDO SARTORI

Si premettono alcuni richiami sulla definizione e sulle proprietà dello sviluppo in serie di Fourier di una funzione periodica reale del tempo, ponendo in evidenza come i coefficienti dello sviluppo forniscano uno spettro di righe, che riassume le caratteristiche della funzione considerata. Successivamente si definisce la rappresentazione in integrale di Fourier di una funzione qualunque del tempo come naturale estensione dello sviluppo in serie, passando al limite per periodo infinitamente lungo. In conseguenza lo spettro di righe viene sostituito nel caso generale da uno spettro continuo, del quale si espongono le proprietà in relazione alla forma della funzione assegnata del tempo. Considerando le applicazioni della rappresentazione in integrale di Fourier, si pone in evidenza la sua utilità come efficace strumento d'indagine e si illustra la sua estensione al campo delle funzioni complesse.

Introduzione.

1. - Nella trattazione di numerosi problemi è molto utile poter sostituire alla considerazione di una funzione del tempo la considerazione di una funzione della frequenza. Tale utilità deriva dalla posizione privilegiata che occupano le grandezze sinusoidali nella fisica e nella tecnica, per cui il comportamento di un sistema fisico di fronte ad una perturbazione sinusoidale è in generale facilmente determinabile sia in via analitica, sia in via sperimentale. Ne segue che gli effetti prodotti da una perturbazione di forma qualunque si possono determinare più facilmente se è possibile scomporre la funzione corrispondente in una somma (finita o infinita, discreta o continua) di componenti sinusoidali. Quando questa scomposizione si può fare in modo univoco, l'ampiezza e la costante di fase delle componenti sinusoidali risultano funzioni determinate della frequenza e la descrizione della funzione originale del tempo, insieme col calcolo degli effetti da essa prodotti, si può sostituire con la determinazione dell'ampiezza e della costante di fase delle sue componenti sinusoidali. Si giunge così a stabilire una corrispondenza biunivoca tra funzioni del tempo e coppie di funzioni della frequenza, oppure, ricorrendo alla rappresentazione in forma complessa delle fun-

zioni sinusoidali, tra funzioni del tempo e funzioni complesse della frequenza.

Un procedimento generalmente noto per trasformare un'ampia classe di funzioni particolari del tempo in una funzione della frequenza, ad essa corrispondente con legge biunivoca, è quello di sviluppare la funzione data in *serie di Fourier*. Tale procedimento è notoriamente utilizzabile soltanto nel caso in cui la funzione del tempo sia periodica o comunque possa essere considerata come tale (1).

Lo strumento analitico fornito dallo sviluppo in serie di Fourier è generalmente di grande aiuto anche se la funzione è periodica soltanto in un intervallo finito di tempo (comprendente però un numero sufficientemente grande di periodi), perchè molto spesso non interessa determinare i fenomeni relativi all'inizio o alla fine di un determinato processo fisico, ed è invece sufficiente conoscere l'andamento dei fenomeni stessi in un intervallo di tempo abbastanza ristretto rispetto alla loro durata totale e abbastanza lontano dagli estremi, per poter trascurare le deviazioni dalla periodicità. Quando però si vuol concentrare l'attenzione sulla formazione o sulla sparizione di un determinato fenomeno, o quando si vogliono studiare funzioni che non possono essere in alcun modo considerate come periodiche, lo sviluppo in serie di Fourier non può più essere adoperato nella sua forma originale, dato che il suo uso richiede l'ipotesi implicita che le funzioni in giuoco mantengano invariato il loro carattere di periodicità da epoca infinitamente remota ($t = -\infty$) ad epoca infinitamente lontana ($t = +\infty$).

Si presenta quindi l'opportunità di estendere il metodo di rappresentazione al caso in cui le funzioni in giuoco non siano periodiche. Tale estensione offre un grande interesse concettuale e pratico e porta alla definizione dell'*integrale di Fourier*.

Ritenendo che il metodo di rappresentazione mediante l'integrale di Fourier sia molto meno noto del metodo di rappresentazione mediante la serie di Fourier, in considerazione della sua utilità e della sua notevole semplicità concettuale e in vista anche di nuove applicazioni, ci si propone di esporne gli elementi fondamentali da un punto di vista che,

---

(1) Per *funzione periodica* $f(t)$ del tempo t si intende una funzione, definita per tutti i valori reali della variabile t da $-\infty$ a $+\infty$, la quale assume gli stessi valori a intervalli uguali di tempo. Indicando con T questo intervallo, che prende il nome di *periodo*, la condizione di periodicità si esprime scrivendo:

$$f(t) = f(t + nT)\,,$$

essendo n un numero intero, positivo o negativo, qualunque. Il numero di periodi contenuto in un secondo, cioè la quantità:

$$f = 1/T$$

si chiama *frequenza* della funzione periodica; essa rappresenta il minimo numero di volte che la funzione $f(t)$ assume gli stessi valori nell'intervallo di un secondo.

se non è rigorosissimo sotto l'aspetto matematico, ne facilita la comprensione intuitiva, mostrandone la stretta parentela con lo sviluppo in serie di Fourier.

Serie di Fourier.

2. - Si ritiene utile di premettere alcuni richiami sullo sviluppo in serie di Fourier, tanto più che la sua presentazione sotto una luce un poco diversa da quella abituale faciliterà la comprensione della rappresentazione mediante integrale di Fourier.

Sia $f(t)$ una funzione, la quale in un certo intervallo $-T/2 \leqslant t \leqslant +T/2$ di valori reali della variabile t assuma un solo valore reale per ogni valore di t (funzione uniforme), ammetta un numero finito di discontinuità e di massimi e minimi ed ammetta un valore efficace finito (²). Queste condizioni prendono il nome di *condizioni di Dirichlet* e sono sempre verificate dalle funzioni che intervengono nei problemi fisici. Quando esse sono verificate, la funzione $f(t)$ può essere sviluppata in una serie (in generale infinita) di funzioni sinusoidali, le cui frequenze sono multipli interi dell'inverso $1/T$ dell'intervallo di tempo in cui è definita la funzione $f(t)$ data. Ciò corrisponde a considerare la funzione $f(t)$ come una funzione periodica di periodo T; se ciò risponde alla realtà, la serie di funzioni sinusoidali fornisce i valori della funzione $f(t)$ in tutto l'intervallo dei valori reali di t; se invece la funzione $f(t)$ non è periodica, ma ne interessano soltanto i valori nell'intervallo $-T/2 \leqslant t \leqslant +T/2$, la serie fornisce i valori di una funzione periodica che, in detto intervallo, coincide con la funzione data.

La serie di cui si parla è determinabile in modo univoco, quando sia data la funzione $f(t)$, e viceversa ad ogni serie sinusoidale del tipo indicato corrisponde una sola funzione $f(t)$. Essa prende il nome di *serie di Fourier* della funzione $f(t)$. Si potrà dunque scrivere:

$$
\begin{aligned}
& f(t) = P_0 + P_1 \cdot \cos \Omega t + Q_1 \cdot \operatorname{sen} \Omega t + P_2 \cdot \cos 2 \Omega t + \\
[1] \quad & + Q_2 \cdot \operatorname{sen} 2 \Omega t + \ldots + P_n \cdot \cos n \Omega t + Q_n \cdot \operatorname{sen} n \Omega t + \ldots = \\
& = P_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (P_n \cdot \cos n \Omega t + Q_n \cdot \operatorname{sen} n \Omega t) , \qquad \Omega = 2 \pi / T .
\end{aligned}
$$

Il termine costante P_0 è stato introdotto per tener conto del fatto che la funzione $f(t)$ può avere un valor medio diverso da zero (³). I coefficienti P_0, P_n e Q_n risultano determinati dalle seguenti espressioni:

(²) Per valore efficace di una funzione $f(t)$ in un intervallo $-T/2 \leqslant t \leqslant +T/2$ si intende la radice quadrata della media aritmetica dei quadrati della funzione stessa entro il detto intervallo.

(³) Per valore medio (in senso algebrico) di una funzione $f(t)$ entro un dato intervallo $-T/2 \leqslant t \leqslant +T/2$ si intende la seguente espressione:

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(\tau) \cdot d\tau .$$

$$P_0 = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} f(\tau)\cdot d\tau\,, \qquad P_n = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} f(\tau)\cdot\cos n\Omega\tau\cdot d\tau\,,$$

[2]

$$Q_n = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} f(\tau)\cdot \text{sen}\, n\Omega\tau\cdot d\tau\,;$$

cioè P_0 è, come si è detto, il valor medio nell'intervallo $-T/2 \leqslant t \leqslant +T/2$ della funzione data $f(t)$, P_n e Q_n ($n = 1, 2, 3, \ldots$) sono il doppio del valor medio, nello stesso intervallo, rispettivamente dei prodotti $f(t)\cdot \cos n\Omega t$ ed $f(t)\cdot \text{sen}\, n\Omega t$.

La serie [1] converge verso il limite $f(t)$ per ogni valore di t compreso nell'intervallo $-T/2 \leqslant t \leqslant +T/2$, esclusi gli estremi ed i punti di discontinuità. Se per $t = t'$ la funzione $f(t)$ è discontinua, la sua serie di Fourier ha per valore la media aritmetica dei due valori che la funzione assume nel punto di discontinuità, ossia:

$$\lim_{\varepsilon=0} \frac{1}{2}\,[f(t'+\varepsilon) + f(t'-\varepsilon)]\,.$$

Se i due valori della $f(t)$ negli estremi dell'intervallo sono diversi, cioè se la funzione $f(t)$, considerata come funzione periodica, è discontinua nei punti $t = -T/2 + nT$, il valore della serie nei punti $t = \pm T/2$ diventa:

$$\lim_{\varepsilon=0} \frac{1}{2}\,[f(T/2-\varepsilon) + f(\varepsilon - T/2)]\,.$$

La serie [1] si può modificare raggruppando a due a due i termini di ugual frequenza (ugual valore di n) e ponendo in evidenza per ogni termine una costante di fase. Infatti:

$$P_n\cdot\cos n\Omega t + Q_n\cdot \text{sen}\, n\Omega t = \sqrt{P_n^2 + Q_n^2}\cdot\cos\left(n\Omega t - \text{arc tng}\,\frac{Q_n}{P_n}\right)$$

e quindi, ponendo:

[3] $$F_n = \sqrt{P_n^2 + Q_n^2}\,, \qquad \varphi_n = \text{arc tng}\,\frac{Q_n}{P_n}\,,$$

la serie [1] si può scrivere nella forma:

[4] $$f(t) = P_0 + \sum_{n=1}^{\infty} F_n\cdot\cos(n\Omega t - \varphi_n)\,.$$

I termini di questa somma prendono il nome di *armonici* della funzione data $f(t)$; il numero n rappresenta l'*ordine* dell'armonico; F_n è l'*ampiezza* e φ_n la *costante di fase* dell'n-esimo armonico.

Inoltre la serie di Fourier si può scrivere in forma complessa ricorrendo alla rappresentazione esponenziale delle funzioni circolari. Si ha infatti identicamente:

$$\cos(n\Omega t - \varphi_n) = \frac{1}{2}\,[e^{j(n\Omega t - \varphi_n)} + e^{-j(n\Omega t - \varphi_n)}]$$

e quindi, ponendo:

[5] $$\mathcal{F}_n = F_n \cdot e^{-j\varphi_n} = P_n - jQ_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(\tau) \cdot e^{-jn\Omega\tau} \cdot d\tau$$

e osservando che:

$$F_n = F_{-n}, \qquad \varphi_n = -\varphi_{-n}, \qquad F_0 = 2\,P_0,$$

si trova immediatamente:

[6] $$f(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \mathcal{F}_n \cdot e^{jn\Omega t}.$$

In quest'ultima espressione il secondo membro è complesso soltanto apparentemente, perchè i coefficienti $\mathcal{F}_n$ si trasformano nei coniugati cambiando il segno di n, e quindi i termini della serie [6] possono essere riuniti in coppie di termini complessi coniugati, la cui somma è reale.

3. - I coefficienti $\mathcal{F}_n$ sono ordinariamente indicati con il nome di *coefficienti di Fourier*. Dalla relazione [5] risulta che essi sono funzioni della variabile discontinua $n\,\Omega$, in cui n assume tutti i valori interi positivi e negativi, compreso il valore zero. Quindi la relazione [6] rappresenta la trasformazione della funzione $\mathcal{F}_n = \mathcal{F}(n\,\Omega)$ in una funzione $f(t)$ del tempo, mentre la relazione [5] rappresenta la trasformazione inversa. Le due trasformazioni sono univoche, per cui, data la funzione $f(t)$, risulta determinata in un solo modo la funzione $\mathcal{F}(n\,\Omega)$ e viceversa, data la funzione $\mathcal{F}(n\,\Omega)$, risulta determinata in un sol modo la funzione $f(t)$. Le proprietà di una data funzione $f(t)$ possono quindi essere studiate attraverso quelle della funzione $\mathcal{F}(n\,\Omega)$ corrispondente, qualora si conoscano le relazioni che intercorrono tra le due funzioni.

Finchè la funzione $f(t)$ è reale, ossia assume valori reali in corrispondenza a valori reali della variabile t, la funzione $\mathcal{F}(n\,\Omega)$ è complessa, ma i valori $\mathcal{F}(n\,\Omega)$ e $\mathcal{F}(-n\,\Omega)$ sono coniugati. La funzione $F_n = F(n\,\Omega)$ è il modulo del corrispondente coefficiente di Fourier $\mathcal{F}(n\,\Omega)$; essa è funzione reale pari, cioè non cambia valore nè segno cambiando semplicemente il segno della variabile. La funzione $\varphi_n = \varphi(n\,\Omega)$ è l'argomento della funzione $\mathcal{F}(n\,\Omega)$; essa è funzione reale dispari, cioè cambia semplicemente segno cambiando il segno della variabile.

Le funzioni $F(n\,\Omega)$ e $\varphi(n\,\Omega)$ possono essere rappresentate graficamente in un piano cartesiano mediante *righe*, ossia mediante segmenti paralleli all'asse delle ordinate tracciati in corrispondenza dei valori $n\,\Omega$ della variabile ($n = \ldots, -2, -1, 0, 1, 2, \ldots$), essendo ciascuno di lunghezza uguale ai corrispondenti valori delle due funzioni. Questi diagrammi prendono il nome di *spettri a righe* della funzione $f(t)$. Il dia-

gramma della $F(n\,\Omega)$ si chiama *spettro di ampiezza*, quello della $\varphi(n\,\Omega)$ *spettro di fase*: essi sono discontinui, ma in generale infinitamente estesi; e la differenza di frequenza tra due linee consecutive di ogni spettro è costante e uguale ad $\Omega/(2\,\pi) = 1/T$ [4].

Alla funzione $f(t)$ viene così a corrispondere uno spettro complesso, oppure una coppia di spettri reali equivalenti. La corrispondenza è biunivoca, nel senso che ad ogni funzione del tempo corrisponde una sola funzione della frequenza e viceversa.

4. - Non si ritiene necessario dilungarsi sulle applicazioni pratiche dello sviluppo in serie di Fourier, che si ritengono generalmente note.

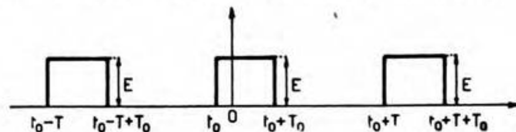


Fig. 1. — Segnale formato da una successione periodica di rettangoli.

Si pensa invece che possa essere istruttivo esporre un esempio per illustrare il punto di vista fin qui seguito, dato che esso non viene solitamente preso in esame quando si studia la serie di Fourier.

Per semplicità si consideri una successione di impulsi rettangolari di ampiezza E, di durata T_0, succedentisi ad uguali intervalli di tempo T, uno dei quali abbia inizio all'istante t_0 (fig. 1). I coefficienti di Fourier di tale funzione si ricavano senza difficoltà applicando la relazione [5]:

$$[7]\qquad \mathcal{F}_n = \frac{2E}{T}\int_{t_0}^{t_0+T_0} e^{-jn\Omega}\cdot d\tau = \frac{\Omega\,T_0\,E}{\pi}\cdot\frac{\operatorname{sen} n\,\Omega\,T_0/2}{n\,\Omega\,T_0/2}\cdot e^{-jn\Omega(t_0\cdot T_0/2)}\,,$$

$$\Omega = 2\,\pi/T\,;$$

il loro modulo, cioè la funzione che esprime lo spettro di ampiezza della funzione del tempo rappresentata nella figura 1, risulta:

$$[8]\qquad F_n = \frac{\Omega\,T_0\,E}{\pi}\left|\frac{\operatorname{sen} n\,\Omega\,T_0/2}{n\,\Omega\,T_0/2}\right|$$

ed è rappresentato nella figura 2*a*; il loro argomento, cioè la funzione che rappresenta lo spettro di fase della stessa funzione è:

---

(4) In luogo di ricorrere a due diverse rappresentazioni, una per lo spettro di ampiezza e l'altra per lo spettro di fase, si potrebbe usarne una sola per lo spettro complesso $\mathcal{F}(n\Omega)$, la quale dovrebbe però essere fatta nello spazio. Basterebbe per questo ricorrere ad un sistema di coordinate cilindriche r, ϑ, z e quindi rappresentare i valori dello spettro mediante i punti:

$$r = \mathcal{F}(n\Omega)\,,\qquad \vartheta = \varphi(n\Omega)\,,\qquad z = n\Omega\,.$$

Il luogo di questi punti sarà una curva che si avvolge intorno all'asse delle z.

[9] $$\varphi_n = n\,\Omega\,(t_0 + T_0/2) \pm \pi$$

ed è rappresentato nella figura 2*b* (5).

Questi due spettri sono costituiti da una successione di righe equidistanti; la distanza tra due righe successive è uguale alla pulsazione della prima armonica della serie di Fourier, cioè a $\Omega = 2\pi/T$. Gli estremi delle righe di ciascuno di questi spettri stanno su due curve,

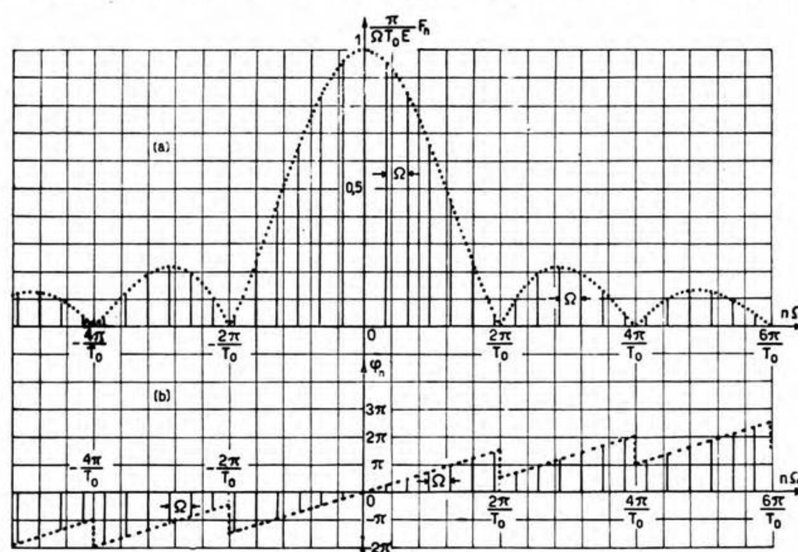


Fig. 2. — Spettro di ampiezza (*a*) e spettro di fase (*b*) della funzione di figura 1, per $t_0 = T_0/4$.

di cui una rappresenta la funzione [8] e l'altra la funzione [9], quando alla variabile $n\,\Omega$ si facciano assumere con continuità tutti i valori reali. Si osservi a questo proposito che la funzione [9] subisce una discontinuità pari a π ogni volta che la [8] assume il valore zero, cioè a intervalli regolari di $2\pi/T_0$, i quali dipendono dalla durata delle onde rettangolari e non dal ritmo con cui esse si succedono.

L'esempio illustrato è istruttivo, perchè consente di vedere praticamente come si possa utilizzare la trasformazione di una funzione periodica del tempo in una funzione della frequenza. Infatti l'ampiezza massima delle righe dello spettro di ampiezza della funzione esami-

(5) Può essere interessante osservare che nella rappresentazione spaziale, a cui si è accennato nella nota (4), le discontinuità che compaiono nel grafico della figura 2*b* vengono eliminate, in quanto si ottiene una curva, che avvolgendosi intorno all'asse delle frequenze tende asintoticamente a confondersi con esso.

nata diminuisce rapidamente al crescere della frequenza delle righe, e una rappresentazione approssimata della funzione stessa si può ottenere considerando soltanto i termini armonici le cui frequenze sono inferiori a $1/T_0$ o al massimo a $2/T_0$. Ne segue, ad esempio, che una rete la quale trasmetta nello stesso modo tutte le frequenze comprese tra zero ed $1/T_0$, o al più, tra zero e $2/T_0$, riproduce senza grande deformazione la funzione in esame.

Inoltre, la risposta di una rete alla funzione data si può calcolare indirettamente quando sia conosciuta soltanto la sua caratteristica di frequenza, cioè la risposta a segnali sinusoidali di diversa frequenza. Infatti, lo spettro di ampiezza della risposta si ottiene moltiplicando l'ampiezza delle righe della figura 2*a* per i valori corrispondenti della caratteristica di frequenza della rete, e lo spettro di fase si ottiene aggiungendo alle righe della figura 2*b* la rotazione di fase introdotta dalla rete per le diverse frequenze. Risultano così gli spettri della risposta, dai quali si ricostruisce la funzione mediante le relazioni del § 2.

Integrale di Fourier.

5. - Con riferimento sempre all'esempio trattato nel paragrafo precedente, si osservi che al variare dell'intervallo di tempo T, che divide due onde rettangolari successive, si spostano le righe degli spettri, mentre rimane invariata la forma delle funzioni [8] e [9] riferite alla variabile continua $n\,\Omega$. Tale forma dipende unicamente dalla durata T_0 delle singole onde rettangolari, mentre i valori locali della funzione [8] sono inversamente proporzionali al periodo T. Tracciando la curva della [8] con un'unità inversamente proporzionale a T (fig. 2*a*), rimangono invariate al variare di T anche le lunghezze delle singole righe.

In particolare, se si aumenta il valore di T, cioè se si considerano successioni di onde rettangolari di più in più distanti, mentre rimane immutata la legge con cui variano in funzione della frequenza l'ampiezza e la fase delle armoniche, diminuisce l'intervallo fra le righe degli spettri in modo inversamente proporzionale a T. Al limite, quando T sia infinitamente grande, la funzione rappresentata nella figura 1 si riduce ad un unico rettangolo compreso tra gli istanti t_0 e $t_0 + T_0$, mentre le righe degli spettri si addensano fino a ricoprire con continuità lo spazio compreso tra le curve tratteggiate nelle figure 2*a* e 2*b* e l'asse delle ascisse; l'ampiezza delle singole righe, proporzionale ad $1/T$, diventa infinitesima e la variabile discontinua $n\,\Omega$ assume con continuità tutti i valori reali. Si ottiene così, nel caso particolare studiato, la rappresentazione di una funzione del tempo non periodica mediante una funzione della frequenza.

Prima di passare alle considerazioni generali si ritiene utile illustrare completamente il passaggio al limite ora esaminato.

Ricordando l'espressione [7] dei coefficienti di Fourier, la serie di Fourier della funzione rappresentata nella figura 1 assume la forma:

$$\frac{T_0 E}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\operatorname{sen} n\,\Omega\, T_0/2}{n\,\Omega\, T_0/2}\, \Omega \cdot e^{-jn\Omega(t_0+T_0/2)} \cdot e^{jn\Omega t} .$$

Facendo crescere indefinitamente T si è già detto che $n\,\Omega$ diventa una variabile continua, di cui Ω rappresenta un incremento infinitamente piccolo. Ponendo allora:

$$n\,\Omega = \omega\,, \qquad \Omega = d\omega\,,$$

ed osservando che i termini della sommatoria diventano un'infinità continua e che quindi la sommatoria diventa un integrale, l'espressione precedente assume la forma:

$$\frac{T_0 E}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\operatorname{sen} \omega\, T_0/2}{\omega\, T_0/2}\, e^{-j\omega(t_0+T_0/2)} \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega\,,$$

e rappresenta mediante un integrale, che viene detto integrale di Fourier, la funzione della figura 3, cioè una funzione nulla per $t < t_0$ e per $t > t_0 + T_0$ ed uguale ad E per l'intervallo $t_0 < t < t_0 + T_0$.

In tal modo si riesce ad esprimere una funzione non periodica mediante la somma di infinite funzioni sinusoidali, ciascuna di ampiezza infinitesima, le cui frequenza, ampiezza e fase variano con continuità. Questa rappresentazione può essere usata in modo identico a quella in serie di Fourier.

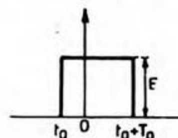


Fig. 3. — Segnale rettangolare unico.

Dopo il passaggio al limite, le funzioni [8] e [9] diventano:

$$F_n = \frac{T_0 E}{\pi} \left| \frac{\operatorname{sen} \omega\, T_0/2}{\omega\, T_0/2} \right| d\omega\,, \qquad \varphi_n = \omega\,(t_0 + T_0/2) \pm \pi\,;$$

esse sono ancora espresse dalle curve della figura 2.

6. - Il procedimento seguito per un caso particolare può essere facilmente generalizzato. Sia $f(t)$ una funzione, la quale, per ogni valore reale di t compreso tra $-\infty$ e $+\infty$ assuma un solo valore reale, in ogni intervallo finito di valori di t ammetta un numero finito di discontinuità e di massimi e minimi, in tutto l'intervallo di esistenza ammetta un valore efficace finito. L'insieme dei valori che essa assume in un qualunque intervallo finito, compreso tra $-T/2$ e $+T/2$, può essere rappresentato mediante una serie di Fourier, la cui armonica fondamentale ha periodo T. Facendo poi crescere indefinitamente l'estensione dell'intervallo considerato, si può giungere, con un passaggio al limite, a rappresentare l'intera funzione mediante una somma infinita di termini sinusoidali. Ciò equivale a considerare la funzione data $f(t)$ come una funzione periodica di periodo infinitamente lungo. Nell'eseguire il passaggio al limite la pulsazione Ω dell'armonica fondamentale diventa

infinitamente piccola e la variabile discontinua $n\,\Omega$ deve essere sostituita con una variabile continua, perchè, al tendere di Ω a zero, n deve crescere indefinitamente se si vuole che $n\,\Omega$ assuma valori finiti.

Dunque, una funzione $f(t)$, che soddisfi alle condizioni di Dirichlet in tutto l'intervallo dei valori reali di t, si può rappresentare mediante la somma di un'infinità continua di funzioni sinusoidali, ciascuna avente ampiezza infinitamente piccola. Cioè, parallelamente alla relazione [1], si può scrivere:

$$[10] \qquad f(t) = \int_0^\infty [P(\omega)\cdot\cos\omega\,t + Q(\omega)\cdot\operatorname{sen}\omega\,t]\cdot d\omega\,.$$

Le espressioni delle funzioni $P(\omega)\cdot d\omega$ e $Q(\omega)\cdot d\omega$ si ottengono dalle espressioni [2] dei coefficienti P_n e Q_n, passando al limite per $T \longrightarrow \infty$; in conseguenza i fattori $2/T = \Omega/\pi$ diventano $d\omega/\pi$; e quindi, sopprimendo il fattore comune $d\omega$:

$$[11] \quad P(\omega) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)\cdot\cos\omega\tau\cdot d\tau\,, \quad Q(\omega) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)\cdot\operatorname{sen}\omega\tau\cdot d\tau\,.$$

Come nel caso della serie di Fourier, la relazione [10] vale soltanto per i valori di t per i quali la funzione $f(t)$ è continua; per i valori di t per i quali la $f(t)$ è discontinua, l'integrale al secondo membro della relazione [10] fornisce la media aritmetica del valore a destra e del valore a sinistra della funzione $f(t)$.

La relazione [10] si può trasformare in modo analogo alla [1]. Ponendo:

$$[12] \quad F(\omega) = \sqrt{[P(\omega)]^2 + [Q(\omega)]^2}\,, \qquad \varphi(\omega) = \operatorname{arc\,tng}\frac{Q(\omega)}{P(\omega)}\,,$$

si ottiene infatti:

$$[13] \qquad f(t) = \int_0^\infty F(\omega)\cdot\cos[\omega\,t - \varphi(\omega)]\cdot d\omega\,.$$

Sotto questa forma appare maggiormente evidente che la funzione $f(t)$ viene rappresentata mediante una somma continua di funzioni sinusoidali, ciascuna di ampiezza infinitesima $F(\omega)\cdot d\omega$ e di costante di fase $\varphi(\omega)$, le cui frequenze coprono con continuità l'intervallo da zero a infinito.

Esprimendo le funzioni sinusoidali in forma complessa, si ha infine:

$$[14] \quad \begin{gathered} f(t) = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{F}(\omega)\cdot e^{j\omega t}\cdot d\omega\,, \\ \mathcal{F}(\omega) = F(\omega)\cdot e^{-j\varphi(\omega)} = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)\cdot e^{-j\omega\tau}\cdot d\tau\,. \end{gathered}$$

È questa la forma più comune della *trasformazione di Fourier*, la quale fa corrispondere in modo biunivoco ad una funzione $f(t)$, che soddisfa alle condizioni di Dirichlet, una funzione complessa della frequenza $\mathcal{F}(\omega)$, in modo che alla considerazione di una qualunque delle due funzioni si può sempre sostituire quella dell'altra.

La funzione $\mathcal{F}(\omega)$ prende il nome di *spettro complesso*, o semplicemente *spettro*, della funzione $f(t)$; il suo modulo, ossia la funzione $F(\omega)$, prende il nome di *spettro d'ampiezza*; il suo argomento, ossia la funzione $\varphi(\omega)$, prende il nome di *spettro di fase*. La differenza sostanziale tra la rappresentazione in serie di Fourier e la rappresentazione in integrale di Fourier consiste nel fatto che gli spettri delle funzioni periodiche sono spettri a righe, mentre quelli delle funzioni più generali sono spettri continui.

7. - Come applicazione, si può riprendere in esame l'esempio trattato nel § 5, cioè la funzione (6):

$$f(t) = E\,[1\,(t - t_0) - 1\,(t - t_0 - T_0)]$$

che rappresenta un'onda rettangolare di ampiezza E estesa tra gli istanti t_0 e $t_0 + T_0$. Dalla seconda delle [14] si ottiene lo spettro di tale funzione:

$$\mathcal{F}(\omega) = \frac{E}{\pi}\int_{t_0}^{t_0+T_0} e^{-j\omega\tau}\cdot d\tau = \frac{jE}{\pi\omega}\left| e^{-j\omega(t_0+T_0)} - e^{-j\omega t_0}\right| =$$

$$= \frac{2\,E}{\pi\omega}\cdot \operatorname{sen}\,\omega\,\frac{T_0}{2}\cdot e^{-j\omega(t_0+T_0/2)},$$

cioè si ritrova la stessa funzione, a parte il fattore $d\omega$, già trovata nel § 5.

Proprietà degli spettri di Fourier.

8. - Vengono ora esaminate le principali proprietà della trasformazione di Fourier, scegliendo quelle più significative e quelle che sono direttamente utilizzabili per semplificare il calcolo degli spettri.

In primo luogo dalle relazioni [11] si ricava facilmente che, se $f(t)$ è funzione reale, le funzioni $P(\omega)$ e $Q(\omega)$ sono reali; la $P(\omega)$ è funzione pari di ω e la $Q(\omega)$ è funzione dispari (7). Confrontando le [11] con la

(6) Con il simbolo $1\,(t - h)$ si rappresenta una funzione identicamente nulla per $t < h$ ed uguale all'unità per $t > h$.

(7) Per funzione pari di una variabile reale si intende una funzione, la quale assume gli stessi valori, anche in segno, per valori della variabile uguali e di segni contrari: per esempio, la funzione $\cos x$ è funzione pari di x. Per funzione dispari di una variabile reale si intende una funzione,

seconda delle [14], si ricava:

[15] $P(\omega) = F(\omega) \cdot \cos [\varphi(\omega)]$, $Q(\omega) = F(\omega) \cdot \text{sen} [\varphi(\omega)]$,

cioè $P(\omega)$ e $-Q(\omega)$ sono rispettivamente la parte reale e il coefficiente dell'immaginario dello spettro complesso $\mathcal{F}(\omega)$. Dalle [15] consegue allora che lo spettro d'ampiezza $F(\omega)$ è funzione pari di ω e lo spettro di fase $\varphi(\omega)$ è funzione dispari.

In particolare, se $f(t)$ è funzione pari di t, la funzione $Q(\omega)$ e lo spettro di fase $\varphi(\omega)$ sono identicamente nulli; cioè, lo spettro di Fourier di una funzione pari è una funzione reale pari di ω. Se invece $f(t)$ è funzione dispari di t, la funzione $P(\omega)$ è identicamente nulla e lo spettro di fase è uguale a $\pm \pi/2$ per tutti i valori di ω, assumendo segno contrario per i due intervalli $\omega > 0$ e $\omega < 0$; cioè lo spettro di Fourier di una funzione dispari è una funzione immaginaria pura e dispari di ω.

9. - Poichè lo spettro d'ampiezza $F(\omega)$ è una funzione essenzialmente positiva, mentre il fattore $\cos [\omega t - \varphi(\omega)]$ oscilla al variare di ω tra i limiti -1 e $+1$, dall'espressione [13] si desume che il limite superiore dei valori di una funzione $f(t)$ rappresentabile mediante l'integrale di Fourier coincide con l'area del diagramma cartesiano del suo spettro di ampiezza, limitato al campo dei valori positivi di ω, cioè è dato dall'espressione:

$$\int_0^\infty F(\omega) \cdot d\omega \, .$$

In modo analogo si trova che il limite superiore della derivata n-esima di una funzione $f(t)$ coincide con il momento di ordine n rispetto all'asse delle ordinate dell'area del diagramma cartesiano dello spettro di ampiezza della funzione, limitato al campo dei valori positivi di ω, cioè è dato da:

$$\int_0^\infty \omega^n \, F(\omega) \cdot d\omega \, .$$

Dalla stessa relazione [13], o dalla [10], si ricava che il valore per $t = 0$ di una funzione $f(t)$, rappresentabile mediante l'integrale di Fourier, coincide con l'area del diagramma cartesiano della parte reale del suo spettro complesso, limitato al campo dei valori positivi di ω:

---

la quale assume valori uguali e di segno opposto per valori della variabile uguali e di segni contrari: per esempio, la funzione sen x. Se $g(x)$ è una qualunque funzione reale della variabile reale x, le due funzioni:

$$(1/2) [g(x) + g(-x)] \qquad (1/2) [g(x) - g(-x)]$$

sono rispettivamente pari e dispari, mentre la loro somma uguaglia la funzione $g(x)$; quindi una qualunque funzione reale è sempre scomponibile, ed in un sol modo, nella somma di una funzione pari e di una funzione dispari.

[16] $$f(0) = \int_0^\infty F(\omega) \cdot \cos\left[\varphi(\omega)\right] \cdot d\omega = \int_0^\infty P(\omega) \cdot d\omega \, .$$

Analogamente dalle [11] e [14] si ricava che il valore per $\omega = 0$ dello spettro di ampiezza di una funzione $f(t)$ coincide con il quoziente per π dell'area del diagramma cartesiano della funzione stessa; cioè:

[17] $$F(0) = P(0) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau) \cdot d\tau \, .$$

Moltiplicando membro a membro le [16] e [17] si ricava:

[18] $$f(0) \cdot F(0) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty P(\omega) \cdot d\omega \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau) \cdot d\tau \, ,$$

la quale, se $f(t)$ è funzione pari, si riduce a:

[19] $$f(0) \cdot F(0) = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty P(\omega) \cdot d\omega \cdot \int_0^\infty f(\tau) \cdot d\tau \, .$$

Si vedrà in sèguito che queste relazioni possono assumere grande importanza nelle applicazioni.

Applicazioni della trasformazione di Fourier.

10. - Le applicazioni dell'algoritmo matematico studiato fin qui nelle sue grandi linee possono essere distinte in due categorie, a seconda che si ricerchino risultati quantitativi oppure che si vogliano indagare le proprietà di particolari gruppi di funzioni. La prima categoria è quella dei problemi relativi alla determinazione del comportamento dei sistemi fisici di fronte a perturbazioni di andamento non periodico; la seconda, è quella dei problemi di carattere generale e comprende in particolare il problema inverso di quello precedente, lo studio delle proprietà delle funzioni, la giustificazione teorica di svariati procedimenti di calcolo, e così via. Nell'esaminare brevemente i due aspetti della questione si appoggeranno le idee sui fenomeni elettrici, tenendo presente però che le considerazioni sono generali e si applicano a tutti i sistemi fisici il cui comportamento può essere definito mediante equazioni differenziali lineari a coefficienti costanti.

Per determinare il comportamento di un circuito di fronte ad una perturbazione non periodica si segue un procedimento perfettamente analogo a quello che si usa quando si ha a che fare con una perturbazione periodica non sinusoidale, semplicemente sostituendo la serie di

Fourier con l'integrale di Fourier. Il metodo è applicabile in via generale soltanto ai circuiti normali, ma in qualche caso, quando sia possibile una semplice schematizzazione, esso può essere esteso anche ai circuiti anomali. Di tale estensione si ha il programma di trattare in un lavoro successivo, mentre qui ci si accontenta di illustrare il caso più semplice dei circuiti normali.

Il problema generale dello studio del comportamento di un circuito elettrico è enunciabile nel modo seguente. Ad un circuito elettrico di costituzione nota è impressa una perturbazione qualsiasi $f(t)$; si richiede di determinare la corrente circolante in un lato del circuito o la tensione tra due suoi punti, in una parola, la risposta del circuito considerato tra due punti assegnati.

Il teorema di Fourier stabilisce che la perturbazione impressa può essere interpretata come risultante dalla sovrapposizione di infinite perturbazioni sinusoidali, estesa ciascuna da $t = -\infty$ a $t = +\infty$. È evidente che, se il circuito è normale, la risposta si potrà calcolare sovrapponendo le risposte alle singole componenti sinusoidali. Ne segue che il comportamento elettrico di un circuito normale è completamente definito quando sia noto il suo comportamento in regime sinusoidale; infatti, sovrapponendo in modo opportuno le risposte a perturbazioni sinusoidali, le cui frequenze ricoprano l'intero intervallo da zero a infinito, si ottiene la risposta ad una perturbazione di forma qualunque. Per tale scopo è necessario che il comportamento in regime sinusoidale del circuito in esame sia noto in corrispondenza di tutti i valori della frequenza, da zero a infinito.

Il procedimento da seguire per ricavare la risposta si individua facilmente. Infatti, si determini lo spettro di Fourier della perturbazione impressa; la risposta ad ogni sua componente sinusoidale si ottiene moltiplicando l'espressione complessa di tale componente:

$$\mathcal{F}(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega$$

per la funzione complessa $\mathcal{Z}(\omega) = Z(\omega) \cdot e^{j\zeta(\omega)}$, che rappresenta il rapporto funzionale tra la risposta e la perturbazione sinusoidale di pulsazione ω; per ogni componente sinusoidale la risposta è quindi:

$$\mathcal{Z}(\omega) \cdot \mathcal{F}(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega \; ;$$

e la risposta complessiva si ricava sommando le infinite componenti sinusoidali così determinate, ossia:

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{Z}(\omega) \cdot \mathcal{F}(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega \, .$$

La funzione $\mathcal{Z}(\omega)$ si può chiamare in generale *caratteristica di frequenza* del circuito in esame; il suo modulo $Z(\omega)$ *caratteristica di ampiezza*

e il suo argomento $\zeta(\omega)$ *caratteristica di fase*. Il risultato trovato significa allora che la risposta di un circuito normale ad una perturbazione impressa ha come spettro di Fourier il prodotto della caratteristica di frequenza del circuito per lo spettro della perturbazione stessa. E poichè si ha:

$$\mathcal{Z}(\omega) \cdot \mathcal{F}(\omega) = Z(\omega) \cdot F(\omega) \cdot e^{-j[\varphi(\omega) - \zeta(\omega)]},$$

si conclude che lo spettro di ampiezza della risposta è il prodotto dello spettro di ampiezza della perturbazione per la caratteristica di ampiezza del circuito, e lo spettro di fase della risposta è la differenza tra lo spettro di fase della perturbazione e la caratteristica di fase del circuito.

11. - Per quanto la formulazione generale del metodo di calcolo ora illustrato sia veramente semplice, i calcoli necessari per condurre fino alla soluzione numerica completa anche i più semplici problemi sono piuttosto complessi e quasi sempre eseguibili soltanto a prezzo di grandi difficoltà; per calcoli completi sono quindi sempre preferibili altri metodi più diretti (quale per esempio il calcolo degli operatori funzionali).

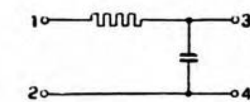


Fig. 4. — Schema del filtro passa-basso più semplice.

Per farsi un'idea della difficoltà ora accennata si consideri la funzione già studiata nei § 5 e 7, si supponga che essa rappresenti la tensione impressa ai morsetti 1 e 2 della rete di figura 4 e si voglia determinare la risposta misurabile ai morsetti 3 e 4. Si supponga cioè di applicare un segnale rettangolare al tipo più semplice di filtro passa-basso. Il rapporto funzionale tra la tensione d'uscita e la tensione d'ingresso in regime sinusoidale risulta, per la rete in questione:

$$\frac{1}{1 + j\,\omega\, C\, R},$$

quindi, applicando le deduzioni del paragrafo precedente nel caso in cui lo spettro di Fourier abbia la forma trovata alla fine del § 7, si trova la seguente espressione formale della risposta cercata:

$$\frac{E}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\omega} \cdot \frac{\text{sen}\ \omega\, T_0/2}{1 + j\,\omega\, C\, R} \cdot e^{-j\omega(t_0 + T_0/2)} \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega\,.$$

Sostituendo a sen $\omega\, T_0/2$ la sua espressione in forma esponenziale, ed eseguendo le integrazioni con le necessarie cautele, si ottiene:

$$[20] \qquad \frac{E}{2\pi j} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{z} \cdot \frac{1}{1 + jz} \cdot e^{\frac{jz(t - t_0)}{CR}} \cdot dz\ -$$

$$[20] \qquad -\frac{E}{2\pi j}\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{1}{z}\cdot\frac{1}{1+jz}\cdot e^{\frac{jz(t-t_0-T_0)}{CR}}\cdot dz =$$

$$= E\left[1-e^{-\frac{t-t_0}{CR}}\right]1\,(t-t_0) - E\left[1-e^{-\frac{t-t_0-T_0}{CR}}\right]1\,(t-t_0-T_0)\,,$$

in cui con $f(t)\cdot 1\,(t-h)$ si indica una funzione uguale a zero per $t<h$, uguale ad $f(t)$ per $t>h$. L'andamento della funzione [20] è rappresentato nella figura 5. Anche senza sviluppare i calcoli si intuisce quale sia la difficoltà di stabilire che le funzioni rappresentate in forma integrale sono identicamente nulle fino ad un certo istante e hanno valori finiti da quell'istante in poi.

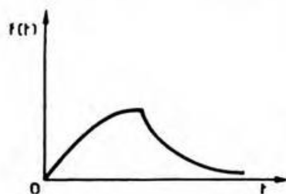


Fig. 5. — Andamento della risposta della rete di figura 4 ad un segnale del tipo di quello della figura 3.

12. - L'integrale di Fourier deve quindi cedere il campo ai metodi più moderni, quale quello degli operatori funzionali, nella risoluzione di tutti i problemi che si riconducono al seguente: dato un sistema fisico normale (cioè a parametri costanti), determinare il suo comportamento di fronte ad una perturbazione di forma assegnata. Quando il sistema fisico è assegnato, il metodo degli operatori funzionali è senz'altro preferibile per i calcoli a quello della trasformazione di Fourier, anche nel caso in cui la perturbazione non sia data mediante un'espressione analitica, ma sia ricavata sperimentalmente, ad esempio mediante una registrazione oscillografica.

Per altre ricerche è però preferibile invece l'integrale di Fourier. Tra queste vanno citate le ricerche che si riconducono al problema inverso di quello citato più sopra, cioè al problema di determinare un sistema fisico il quale si comporti in modo assegnato di fronte ad una perturbazione pure assegnata. E, in generale, l'integrale di Fourier è preferibile quando si vogliano studiare le proprietà di una funzione, o di una classe di funzioni, del tempo sostituendola mediante una funzione, o una classe di funzioni, della frequenza, soprattutto quando le funzioni siano date mediante un diagramma. Infatti, in tal caso, l'approssimazione con cui viene determinato lo spettro di Fourier è in relazione semplice con l'approssimazione con cui viene determinata la funzione del tempo e inoltre lo spettro di Fourier risulta sempre determinato in modo univoco, mentre la determinazione di un operatore funzionale, da cui si possa far derivare una data funzione, dipende da ipotesi supplementari, quale il tipo della funzione analitica con cui si vuole rappresentare il diagramma sperimentale, e quindi non conduce in generale a un risultato univoco. Infine, la trasformazione di Fourier rappresenta uno strumento potente

d'indagine teorica, tanto è vero che anche la giustificazione del calcolo degli operatori funzionali si può far derivare da essa con opportune generalizzazioni.

In sostanza, come si è detto più volte, la trasformazione di Fourier fornisce per ogni funzione del tempo una funzione della frequenza del tutto equivalente, e viceversa, e quindi consente di ragionare sugli spettri delle funzioni e sulle caratteristiche di frequenza delle reti e di trasportare le conclusioni così ottenute alle funzioni stesse o alle risposte delle reti. Questo modo di procedere è facilitato in maniera notevole dalla conoscenza delle proprietà caratteristiche della trasformazione di Fourier, di cui qui verranno esaminate alcune in via di esempio.

Sia $f(t)$ una funzione pari del tempo. Si indichi con t_c il rapporto tra l'area del suo diagramma cartesiano nella regione dei valori positivi di t ed il suo valore iniziale per $t = 0$:

[21] $$t_c = \frac{1}{f(0)} \int_0^\infty f(\tau) \cdot d\tau \,.$$

Il valore t_c, che ha le dimensioni di un tempo, rappresenta la larghezza di un rettangolo il quale abbia altezza uguale al valore $f(0)$ della funzione nell'origine dei tempi ed area uguale alla totale area del suo diagramma. La considerazione di t_c ha particolare interesse quando la funzione $f(t)$ decresce con continuità a partire dal valore $f(0)$, tendendo a zero senza mai cambiare segno. In questo caso t_c si può chiamare *durata nominale* della funzione $f(t)$; infatti è chiaro che esso ha valore tanto più piccolo quanto più rapida è la decrescenza della funzione $f(t)$, cioè quanto più piccola è l'area del suo diagramma.

Lo spettro di Fourier della funzione pari $f(t)$ è funzione reale e pari di ω; quindi ha pure significato il rapporto:

[22] $$\omega_c = \frac{1}{F(0)} \int_0^\infty F(\omega) \cdot d\omega$$

tra l'area del diagramma del suo spettro relativo ai valori positivi di ω ed il valore per $\omega = 0$ dello spettro stesso. Anche la quantità ω_c ha particolare importanza quando lo spettro decresce con continuità a partire dal valore $F(0)$ che esso ha nell'origine. In tal caso, per ragioni analoghe a quelle esposte sopra, ω_c assume il significato di *larghezza nominale* dello spettro $F(\omega)$.

Dalla relazione [19], ponendo $f_c = \dfrac{\omega_c}{2\pi}$, si ottiene:

[23] $$2\, f_c = \frac{1}{2\, t_c} \,,$$

ossia, la larghezza nominale, espressa in termini di frequenza, dello

spettro di una funzione pari, è inversamente proporzionale alla durata nominale della stessa funzione. Ne segue che dalla conoscenza dello spettro si può dedurre la durata apparente della funzione.

Dalla relazione [23] derivano conclusioni molto interessanti. Infatti, restringendo l'intervallo di tempo in cui una data funzione assume valori apprezzabili, si allarga l'intervallo di frequenza in cui il suo spettro ha valori apprezzabili, e viceversa. Ciò si può esprimere in forma più concisa dicendo che, quanto più un segnale è di breve durata, tanto più largo è il suo spettro di Fourier. In conseguenza, se un segnale di breve durata viene impresso ad una rete, perchè la risposta non sia esageratamente diffusa, è necessario che la rete sia capace di trasmettere un intervallo di frequenza molto esteso. La proprietà, che è stata stabilita per il caso di funzioni pari, si può estendere, con qualche limitazione, al caso generale ed ha grande importanza nella teoria delle comunicazioni elettriche.

Un'altra proprietà, molto importante e di facile dimostrazione, è la seguente. Se allo spettro di fase di una data funzione si aggiunge una funzione lineare ωt_0 della frequenza, si ottiene lo spettro della funzione $f(t + t_0)$, ricavabile dalla funzione data con un semplice spostamento di t_0 dell'origine dei tempi. E dualmente: spostando di ω_0 l'origine delle frequenze, cioè considerando lo spettro $\mathcal{F}(\omega + \omega_0)$ in luogo dello spettro $\mathcal{F}(\omega)$, si moltiplica la funzione $f(t)$ per $e^{j\omega_0 t}$.

Spettro di Fourier di funzioni complesse.

13. - Per quanto generalmente non si faccia, è talvolta molto utile estendere la rappresentazione in integrale di Fourier alle funzioni complesse di variabile reale.

Se $f(t)$ e $g(t)$ sono due funzioni, che ammettono la rappresentazione in integrale di Fourier, e se $\mathcal{F}(\omega)$ e $\mathcal{G}(\omega)$ sono i loro spettri:

$$\mathcal{F}(\omega) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)\cdot e^{-j\omega\tau}\cdot d\tau\,, \qquad \mathcal{G}(\omega) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} g(\tau)\cdot e^{-j\omega\tau}\cdot d\tau\,,$$

si chiama spettro di Fourier della funzione:

$$h(t) = f(t) + j\, g(t)$$

la funzione:

$$\mathcal{H}(\omega) = \mathcal{F}(\omega) + j\, \mathcal{G}(\omega)\,.$$

Tra le due funzioni $h(t)$ ed $\mathcal{H}(\omega)$ valgono le stesse relazioni che intercorrono tra una qualunque funzione reale ed il suo spettro di Fourier:

$$[24] \quad \mathcal{H}(\omega) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau)\cdot e^{-j\omega\tau}\cdot d\tau\,, \quad h(t) = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{H}(\omega)\cdot e^{j\omega t}\cdot d\omega\,.$$

Perchè la trasformazione [24] abbia significato, quando $h(t)$ è una funzione complessa della variabile reale t, devono valere per la parte reale $f(t)$ e per il coefficiente dell'immaginario $g(t)$ di detta funzione le condizioni che ne consentono la rappresentazione separata in integrale di Fourier.

Si vede poi facilmente che tanto la parte reale, quanto il coefficiente dell'immaginario, dello spettro di una funzione complessa di variabile reale, sono funzioni qualunque di ω, cioè non soddisfano alle condizioni di simmetria a cui soddisfano gli spettri delle funzioni reali e di cui si è trattato nel § 8. È anche facile vedere che se $\mathcal{H}(\omega)$ è lo spettro di una funzione complessa $h(t) = f(t) + j\,g(t)$ e $\mathcal{K}(\omega)$ è lo spettro della sua coniugata $k(t) = f(t) - j\,g(t)$, i valori che il primo assume per ω negativo (positivo) sono complessi coniugati dei valori che il secondo assume per ω positivo (negativo). Dato $\mathcal{H}(\omega)$, è quindi sempre possibile ricavare $\mathcal{K}(\omega)$, e si ha pure:

$$[25] \quad \mathcal{F}(\omega) = \frac{1}{2}\left[\mathcal{H}(\omega) + \mathcal{K}(\omega)\right], \quad \mathcal{G}(\omega) = \frac{1}{2j}\left[\mathcal{H}(\omega) - \mathcal{K}(\omega)\right],$$

cioè, dallo spettro di una funzione complessa di variabile reale si possono sempre ricavare in modo univoco gli spettri della parte reale e del coefficiente dell'immaginario della funzione data.

Spettro di Fourier di funzioni sinusoidali.

14. - Come applicazione di quanto precede è interessante e utile considerare il caso delle funzioni sinusoidali. Si consideri dapprima la funzione:

$$[26] \qquad h(t) = \begin{cases} e^{-\alpha t + j\Omega t} & \text{per } t > 0 \\ e^{\alpha t + j\Omega t} & \text{per } t < 0 \end{cases} \qquad \alpha > 0 .$$

Il suo spettro di Fourier risulta:

$$[27] \quad \mathcal{H}(\omega) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} e^{-\alpha\tau + j(\Omega-\omega)\tau}\cdot d\tau + \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{0} e^{\alpha\tau + j(\Omega-\omega)\tau}\cdot d\tau =$$

$$= \frac{1}{\pi}\cdot\frac{2\alpha}{\alpha^2 + (\Omega-\omega)^2} .$$

Dalla seconda delle relazioni [24], per il caso particolare in esame, si ricava:

$$[28] \qquad h(0) = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{H}(\omega)\cdot d\omega = 1 .$$

Ora, per $a = 0$ la funzione $h(t)$ diventa $e^{j\Omega t}$ ed il suo spettro risulta identicamente nullo per tutti i valori di ω, eccetto il valore $\omega = \Omega$, in corrispondenza del quale diventa infinitamente grande. Poichè la [28] è indipendente dal valore di a, si conclude che lo spettro della funzione $e^{j\Omega t}$ è identicamente nullo per tutti i valori di ω, mentre diventa infinitamente grande per $\omega = \Omega$ in modo da ricoprire un'area finita uguale a 2. Ciò si esprime brevemente dicendo che lo spettro di $e^{j\Omega t}$ è formato da una *riga* di intensità 2 verificantesi in corrispondenza del valore Ω della pulsazione. Tale funzione verrà rappresentata con il simbolo $2\,Fu(\omega - \Omega)$, indicando con $Fu(\omega - \Omega)$ una funzione identicamente nulla per tutti i valori di ω, la quale diventa infinitamente grande per il valore $\omega = \Omega$, in modo da ricoprire un'area uguale ad 1.

In modo analogo, oppure cambiando Ω in $-\Omega$, si trova che lo spettro di $e^{-j\Omega t}$ è una riga di intensità 2 posta in corrispondenza della pulsazione $-\Omega$; esso è quindi rappresentato dalla scrittura $2\,Fu(\omega + \Omega)$.

Applicando le relazioni [25] risulta quindi che lo spettro di $\cos \Omega t$ è:

$$Fu(\omega - \Omega) + Fu(\omega + \Omega)\,,$$

ossia è costituito da due righe di intensità 1 poste in corrispondenza delle pulsazioni $+\Omega$ e $-\Omega$, invece lo spettro di $\operatorname{sen} \Omega t$ è:

$$-j\,[Fu(\omega - \Omega) - Fu(\omega + \Omega)] = e^{-j\pi/2}\,Fu(\omega - \Omega) + e^{j\pi/2}\,Fu(\omega + \Omega)\,;$$

ossia lo spettro di ampiezza è rappresentato da due righe di intensità 1, poste alle pulsazioni $+\Omega$ e $-\Omega$, mentre lo spettro di fase è $\pi/2$ per $\omega > 0$ e $-\pi/2$ per $\omega < 0$.

Le precedenti considerazioni insegnano a determinare gli spettri delle funzioni sinusoidali e quindi anche gli spettri delle funzioni periodiche, in generale come somma di spettri di funzioni sinusoidali. Si deduce che per quanto l'integrale di Fourier sia stato ottenuto come caso limite della serie di Fourier, in realtà esso contiene quest'ultima come caso particolare. Quindi, parlando di spettri in generale, non è necessario immaginare di separare dalle funzioni gli eventuali termini sinusoidali o periodici; basta tener conto del fatto che lo spettro di una funzione qualunque può in generale essere composto da termini continui e da righe ad essi sovrapposti; le righe rappresentano altrettanti termini sinusoidali.

Conclusioni.

15. - Si ritiene che quanto precede sia sufficiente a dare un'idea abbastanza completa della generalità e della utilità pratica e concettuale della trasformazione che va sotto il nome di integrale di Fourier. Non si crede necessario dilungarsi maggiormente sulle applicazioni, di taluna delle quali si è già dato cenno — e si ha il programma di occu-

parsi ancora — come di quella in cui l'integrale di Fourier è usato per formulare una teoria generale delle funzioni modulate con applicazioni allo studio di particolari sistemi non lineari ([8]). Verranno invece riassunte altre proprietà della trasformazione, le quali consentono di semplificare i calcoli degli spettri e le deduzioni relative.

Lo spettro di una somma di funzioni è uguale alla somma degli spettri dei singoli termini della somma. Moltiplicando una funzione per una costante, anche il suo spettro risulta moltiplicato per la stessa costante. Lo spettro di una combinazione lineare di funzioni è uguale alla stessa combinazione lineare degli spettri delle singole funzioni.

Qualunque funzione può essere scomposta in modo unico nella somma di una funzione pari e di una funzione dispari. Lo spettro di una funzione qualunque è uguale alla somma degli spettri della sua componente pari e della sua componente dispari. Lo spettro di una funzione reale pari è una funzione reale (spettro di fase nullo) e pari di ω. Lo spettro di una funzione reale dispari è una funzione immaginaria pura (spettro di fase uguale a $\pm \pi/2$) di ω.

Gli spettri di due funzioni coniugate diventano funzioni coniugate cambiando il segno di ω in uno di essi.

Cambiando il segno della variabile t si cambia il segno anche della variabile ω nello spettro corrispondente. Moltiplicando la variabile t per un parametro reale a, lo spettro si modifica per la moltiplicazione per un fattore $1/a$ e per la sostituzione di ω con ω/a.

Sostituendo t con $t + a$, si moltiplica lo spettro per $e^{j\omega a}$.

16. - Finalmente si deve osservare che la formulazione più generale della trasformazione di Fourier si ottiene scrivendo:

$$[29] \qquad f(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} d\omega \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2\pi} f(\tau) \cdot e^{j\omega(t-\tau)} \cdot d\tau \,.$$

Essa contiene due integrazioni rispetto a due diverse variabili, associate a certi fattori costanti. È evidente che la scomposizione di questa relazione in due altre, ciascuna delle quali contenga una sola integrazione, si può fare associando in diverso modo i fattori costanti con l'una o l'altra delle due integrazioni. Il modo sopra seguìto, che ha condotto alla formulazione delle relazioni [14], è quello che si presenta più ovvio quando l'integrale di Fourier sia ottenuto come generalizzazione della serie di Fourier; esso pone in luce, e si ritiene meglio di ogni altro, il fatto che la funzione risulta scomposta in una somma continua di termini sinusoidali, l'ampiezza dei quali è rappresentata dallo spettro $F(\omega)$ moltiplicato per il differenziale della pulsazione. Tuttavia si potrebbe

([8]) G. Cocci e R. Sartori: Teoria della modulazione - R. C. XLIV Riunione A. E. I., 1940, III, p. 35.

fare anche diversamente. Tacendo altri modi poco usati di scrittura, si segnalerà quello molto diffuso, ottenuto partendo dalla relazione [29] posta nella forma:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\omega t} \cdot d\omega \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} \cdot d\tau$$

dalla quale si ottiene:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{F}'(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega \,, \qquad \mathcal{F}'(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} \cdot d\tau \,.$$

Con questa scrittura le componenti sinusoidali risultano espresse da:

$$\frac{1}{2\pi} \mathcal{F}'(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega \,.$$

Esso appare quindi più artificioso di quello seguito nella presente nota, per quanto in qualche caso possa presentare altri vantaggi, che non è il caso di esporre in questa sede.

Milano - Istituto di Elettrotecnica del R. Politecnico.

LETTERE AL DIRETTORE

A proposito della teoria dell'amplificazione a radiofrequenza.

Un collega residente all'estero, riferendosi al mio articolo « Sulla teoria dell'amplificazione a radiofrequenza » apparso nel numero di febbraio di A. F., mi segnala alcune analogie fra la mia trattazione e quella dell'articolo « Considerazioni sul calcolo degli amplificatori di potenza a radiofrequenza », pubblicato nel numero di marzo 1939 della stessa rivista: analogie che egli pensa mi siano sfuggite a causa dei diversi simboli da me usati.

In particolare, egli scrive quanto segue:

« Voi introducete il concetto basilare di resistenza limite che chiamate R_l. *E' facile vedere che essa è l'inverso della quantità S' che compare nell'articolo citato. Voi introducete il parametro* $\frac{R_e}{R_l}$ *che coincide con quello* $C = \frac{h}{k(1-h)}$. *Voi tabulate un certo numero di grandezze in funzione di* θ *e di* $\frac{R_e}{R_l}$*; esse sono tabulate, nell'articolo in questione, in funzione di* h *e di* θ.

A parte quindi un inessenziale cambiamento di variabili di riferimento, la vostra funzione η *coincide con l'omonima dell'articolo citato, la vostra* γ *con quella H, la vostra* δ *con quella A, la vostra* α *con quella L, la vostra* ε *con quella* $(1-h)$. *Le corrispondenti vostre figure 6 si deducono da quelle 3, 15, 8, 1, 10.*

Poichè le funzioni da voi tabulate sono in numero minore, voi dovete limitarvi, se non erro, ai casi in cui la tensione anodica rientra tra i dati iniziali.

A pagina 90 voi portate un esempio in cui, fissato R_l, *assegnate potenza dissipata, tensione anodica e volete massima potenza utile. Il vostro esempio è analogo all'esempio II di cui all'articolo citato, e porta, come è ovvio, allo stesso risultato.*

Lo stesso può dirsi degli esempi a pagina 101. E' bene però sottolineare una differenza. Sempre nell'articolo citato è detto che se, in corrispondenza della terna dei valori iniziali assegnati, si trova qualche dato che ecceda i limiti assegnati dal costruttore, i dati iniziali devono essere cambiati. Voi invece proponete di mutare R_l *(o, ciò che fa lo stesso,* S'*). Mi spiace di non avere in questo momento il tempo materiale di controllare su di un esempio, quale differenza porti, in pratica, l'uso di una o dell'altra delle regole suddette.* »

In merito ai rilievi di cui sopra, è da osservare quanto segue.

La mia trattazione sugli amplificatori a radiofrequenza, basata sull'introduzione del concetto di resistenza limite R_l*, risulta di portata molto generale ed applicabile qualunque sia l'andamento delle caratteristiche statiche, e quindi in definitiva qualunque sia il tipo di tubo elettronico che si considera (triodo, tetrodo, pentodo, ...).*

Nel caso di caratteristiche rettilinee esprimibili con l'equazione di Vallauri, ammettendo che il minimo valore $V_{ra\min}$ *della tensione tra anodo e catodo durante il regime oscillatorio sia uguale al valore massimo positivo* V_{rgM} *della tensione risultante applicata alla griglia di comando, l'espressione di* R_l*, come messo in rilievo a pagina 74 del mio articolo, risulta data dall'espressione:*

$$R_l = \frac{1}{S\left(1 + \frac{1}{\mu}\right)} = \frac{1}{S'}\,.$$

Si ha cioè che la resistenza limite R_l *è l'inverso della quantità:*

[1] $$S' = S\left(1 + \frac{1}{\mu}\right).$$

Ma è da rilevare che la relazione [1] non è più valida nel caso di caratteristiche non rettilinee, e pertanto l'analogia, di cui parla il collega, risulta, se mai, limitata a tale caso. Per altro, anche in tale caso non mi sembra che si possa parlare di analogia fra la mia trattazione e quella dell'articolo citato, in quanto risulta diverso il criterio di impostazione per la determinazione di R_l*. Infatti, nella mia esposizione il valore di* R_l *è determinato in base ad un criterio che non mi consta sia stato segnalato precedentemente da altri autori, e propriamente in base alla potenza di dissipazione della griglia di comando per i triodi e della griglia schermo per i pentodi. Nell'articolo citato invece il valore di* S' *viene determinato in base ad una delle due relazioni:*

$$V_{rgM} = V_{ra\min}$$

$$V_{rgM} = 0{,}8\ V_{ra\min},$$

relazioni che possono portare, come messo da me in evidenza, ad una

dissipazione dannosa della griglia di comando o della griglia schermo del tubo che si considera.

A parte il differente criterio di impostazione e la maggiore generalità della mia trattazione, è da rilevare ancora una notevole differenza nel procedimento seguito per il calcolo degli amplificatori a radiofrequenza. Infatti, con il procedimento da me esposto, tutti i fondamentali problemi relativi all'amplificazione a radiofrequenza possono essere risolti rapidamente con il solo diagramma della figura 8, senza passare attraverso quelli della figura 6, ai quali, nel mio articolo, mi sono riferito solamente allo scopo di meglio illustrare il funzionamento degli amplificatori stessi. (Tale procedimento risulta messo ancora più chiaramente in rilievo in una comunicazione presentata nello scorso aprile al Congresso dell'Unione Matematica Italiana in Bologna, nella quale ho trattato anche il caso della moltiplicazione di frequenza, e nella quale tutti i diagrammi sono stati tracciati in base ai valori k e β validi per caratteristiche aventi andamento semicubico).

La risoluzione degli stessi problemi, secondo il procedimento indicato nell'articolo in questione, risulta molto più lunga e laboriosa, in quanto richiede la preventiva consultazione di tabelle di orientamento e successivamente l'uso di diversi diagrammi.

Per concludere, in base a quanto sopra esposto, a me sembra che la mia trattazione sugli amplificatori a radiofrequenza possa considerarsi sostanzialmente differente da quella svolta nell'articolo pubblicato nel numero di marzo 1939 di A. F., anche se in qualche punto si rilevino delle analogie, che ritengo d'altra parte inevitabili, specialmente se si considera che la questione dell'amplificazione a radiofrequenza è tra quelle più trattate e discusse dalla stampa tecnica.

Roma, 19 luglio 1940-XVIII.

ALGERI MARINO.

RECENSIONI

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

H. Burris-Meyer — **Il suono nel teatro.** (J. A. S. A., gennaio 1940, XI, 3, pag. 346-351).

Dopo aver cercato di far valutare tutta l'importanza del suono in correlazione con quella della visione nelle rappresentazioni teatrali, si riferiscono ricerche in proposito effettuate usando apparecchi di analisi, di regolazione e di riproduzione dei suoni che permettevano di ottenere gli effetti più disparati, attraverso opportuni artifici (di dosamento, di distorsione e così via).

La norma fondamentale adottata è la seguente: cercare di ottenere che il pubblico oda i suoni come se provenissero effettivamente dal punto della scena voluto dall'azione e che niente possa fargli credere che esistano apparecchi per questo scopo.

Vengono citati alcuni esempi in cui l'applicazione di una simile tecnica ha dato buoni risultati. In una rappresentazione dell'« Amleto » si è ottenuto un effetto sorprendente per la voce del fantasma del padre, mentre invece l'attore parlava normalmente; anche in una rappresentazione di « Giulietta e Romeo » si sono raggiunti risultati notevoli, soprattutto perchè gli attori poterono recitare più naturalmente, senza la preoccupazione di rivolgersi costantemente al pubblico per essere compresi, dato che l'udibilità era assicurata dal sistema in questione. Altri svariati e notevoli effetti si sono potuti ottenere con l'aggiunta e l'opportuna dosatura di brani musicali di sfondo.

Per conseguire questi successi sono stati adoperati apparecchi sperimentali molto semplici: per l'analisi acustica, un oscillatore, un analizzatore d'onda, apparecchi per misure di riverberazione, di livello e di distribuzione del suono; per la regolazione, teste sonore da cinematografo, microfoni, rilevatori, amplificatori, altoparlanti e così via.

Gli schemi di connessione di questi apparecchi non vengono descritti: si adduce come giustificazione il fatto che, per essere sperimentali, non hanno mai avuto una forma definitiva. *E. Ca.*

FISICA GENERALE.

A. T. JONES — **Recenti ricerche sulle canne d'organo.** (J. A. S. A., luglio 1939, XI, 1 (I), pag. 122-128, con 11 fig.).

La qualità di un suono resta determinata dal numero e dall'intensità delle armoniche, soltanto se il suono è periodico e permanente. I fenomeni transitori che generalmente lo accompagnano, se di sufficiente

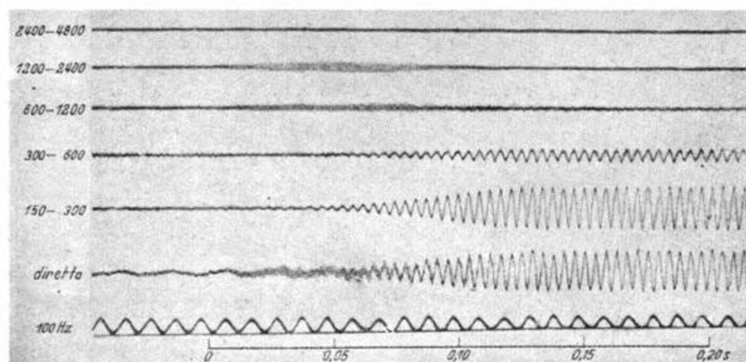


Fig. 1. — Inizio del suono in un do di un organo (Trendelenburg). I numeri a sinistra delle prime cinque registrazioni indicano in hertz i campi di frequenza trasmessi dai corrispondenti filtri adoperati.

intensità, possono avere un importante effetto sulla qualità del suono stesso.

Ciò è stato messo in evidenza, per primo, da C. Stumpf, che distingue nei suoni musicali la « qualità interna », dovuta alle armoniche, dalla «qualità esterna», dovuta ad altre cause. Lo Stumpf stesso descrive esperimenti condotti con molti ascoltatori, in parte musicisti e costruttori di strumenti musicali, al fine di determinare se si possano riconoscere i diversi strumenti senza sentire nè il principio nè la fine del suono. Facendo sentire solo la parte stazionaria, per la durata di due secondi, risulta molto difficile distinguere i diversi strumenti: ciò vuol dire che i transitori hanno grande importanza.

F. Trendelenburg ha condotto ricerche sugli effetti iniziali che si hanno in una canna d'organo usando una serie di filtri ad ottava, i quali vengano inseriti uno dopo l'altro ripetendo sempre il suono da analizzare. È accertato che il suono nei tubi ad ancia si sviluppa molto rapidamente — in 0,1 s in una tromba con tono fondamentale di 61 Hz — nei tubi a gola, invece, assai più gradualmente. Nella figura 1 è riportata una registrazione relativa ad un do, ottenuta mediante

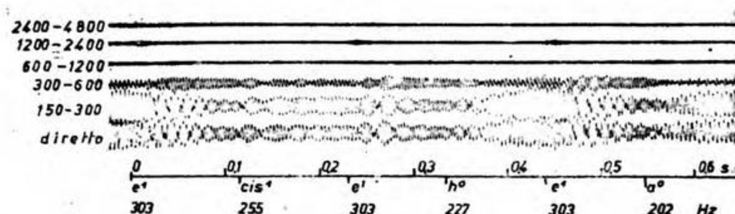


Fig. 2. — Registrazione di una melodia con lo stesso organo della figura 1 (Trendelenburg).

cinque filtri. Si vedono bene i toni dovuti ai transitori e le armoniche dello stato stazionario, prevalenti nella prima fase di inizio del suono. È chiaro che, qualora si suoni rapidamente (per esempio 10 note al secondo), l'effetto ottenuto è completamente diverso da quello che si otterrebbe con un tempo più largo. Viene pure analizzato il suono risultante dall'insieme di più note, suonate una appresso all'altra (fig. 2).

Molti studi sono stati poi rivolti a ricercare la chiara spiegazione del modo con cui la corrente aerea produce e mantiene il suono.

Cambiando la pressione dell'aria si hanno notevoli cambiamenti nell'altezza del suono emesso, che possono essere sia graduali sia subitanei, e dei quali si è occupato Lord Rayleigh. Operando con la sola fessura e la linguetta, senza il tubo risonante, si ottiene ciò che è chiamato « tono di punta », variabile in funzione della velocità dell'aria e in funzione della distanza, *d*, fra la fessura e la punta della linguetta. Nella figura 3 si riportano queste variazioni che, come si vede, possono raggrupparsi in quattro diversi stadi. Il fenomeno è dovuto al variare della forma dei vortici e la figura 4 ne illustra i principali aspetti.

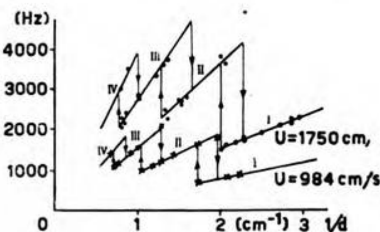
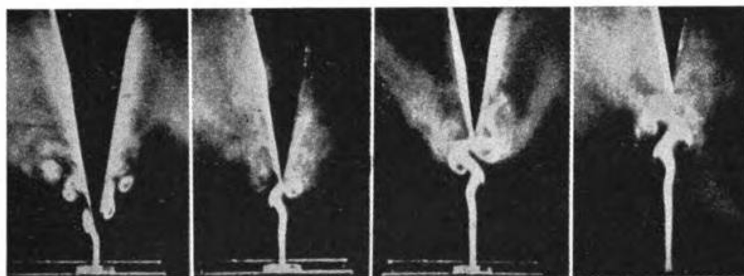


Fig. 3. — Diagramma dei quattro stadi di altezza in un tono di punta, per due diverse velocità *U* della corrente d'aria (Brown).

Z. Carrière e G. B. Brown concludono però che i vortici non hanno quell'importanza che loro normalmente si attribuisce e che il suono è principalmente dovuto al movimento irregolare dell'aria sulla linguetta, più che al vortice che è sovrapposto a questo movimento.

H. Klug ha poi fatto esperimenti con una linguetta disturbante, posta lateralmente, vicino alla colonna d'aria uscente sotto pressione dalla fenditura; le posizioni in cui tale linguetta ha un effetto sul suono prodotto, risultano simmetriche intorno al piano della fenditura e della



I stadio; $d = 0{,}81$ cm. II stadio; $d = 1{,}73$ cm. III stadio; $d = 2{,}65$ cm. IV stadio; $d = 3{,}5$ cm.

Fig. 4. — I quattro stadi nella formazione dei vortici sulla punta della linguetta: d è la distanza fra la punta e la fenditura: 272 cm/s è la velocità dell'aria; 126 Hz la frequenza del suono (Brown).

linguetta. Non è facile conciliare questi risultati con la supposizione che i vortici siano essenziali nella produzione del suono. È pure interessante osservare l'aspetto che i vortici assumono in presenza della linguetta disturbante. Nel caso dei toni di punta il suono è prodotto principalmente dalle variazioni di pressione dell'aria; queste sono però, per così dire, aiutate e determinate, nel loro movimento alternativo, dal sistema di vortici che accompagna sempre la corrente dell'aria.

A. Mn.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

A. W. MELLOH — **Onde elettromagnetiche smorzate entro tubi metallici.** (Proc. I. R. E., aprile 1940, XXVIII, 4, pag. 179-183, con 7 fig.).

È noto che la propagazione di onde elettromagnetiche in tubi metallici è possibile soltanto se la loro frequenza è molto elevata (circa 2000 MHz per tubi di una diecina di centimetri di diametro). In considerazione di questo fatto sono state eseguite esperienze con onde smorzate, che possono essere prodotte facilmente anche con frequenze di 6000 MHz, o superiori, ricorrendo ad un oscillatore a scintilla costituito da due bastoncini di tungsteno posti a distanza molto piccola (0,04 mm circa) e immersi in olio. Se si dispone questo oscillatore secondo un diametro della bocca di un tubo, vengono facilmente eccitate nell'interno del tubo onde del tipo H_{11}, e si possono ripetere le esperienze relative ad esse. La rivelazione delle onde è effettuata mediante un cristallo.

L'apparecchiatura descritta è stata utilizzata per studiare il comportamento di tubi a sezione ellittica, per i quali era già stata sviluppata la teoria senza pubblicare risultati sperimentali. Le misure eseguite confermano completamente le previsioni teoriche e mettono in luce come, ricorrendo a onde di frequenza molto prossima alla frequenza limite possano essere svelate eccentricità di tubi circolari dell'ordine del millesimo di millimetro.

G. C.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

H. E. KALLMANN — **Il contrasto nelle immagini di televisione.** (Proc. I. R. E., aprile 1940, XXVIII, 4, pag. 170-174, con 3 fig.).

La trasmissione della luminosità media del quadro in televisione richiede eccessiva complicazione dei circuiti, porta ad una cattiva utilizzazione delle varie parti del sistema, ad un peggioramento del rapporto tra segnale e disturbo e ad altri gravi inconvenienti, mentre non offre alcun vantaggio principalmente a causa del potere di adattamento dell'occhio alle diverse intensità medie di illuminazione. Essa può quindi essere eliminata con buoni risultati. Del resto, una piccola frazione del valore medio del segnale luminoso (pari a 0,15 per il tipo di segnale americano) viene trasmessa anche con gli accoppiamenti normali, perchè con i segnali di sincronizzazione si parte e si ritorna sempre allo stesso punto assoluto. Sperimentalmente si è visto che, salvo il caso estremo rappresentato da una piccola area luminosa isolata in un grande campo oscuro, la trasmissione della componente continua del segnale non produce nessun apprezzabile miglioramento nella qualità della ricezione.

Per quanto riguarda il contrasto, viene mostrato come i sistemi ordinari con modulazione lineare siano in certo senso irrazionali, perchè la sensibilità dell'occhio a variazioni di illuminazione segue una legge logaritmica. Inoltre, la normale regolazione di contrasto, che si verifica nel ricevitore, funziona, peraltro in modo imperfetto, soltanto in grazia della cooperazione della concomitante e critica regolazione di luminosità. Ricorrendo ad una modulazione con legge logaritmica nel trasmettitore e ad una riproduzione con legge esponenziale, si sfrutta molto meglio la gamma di intensità disponibile e si crea la possibilità di una facile e razionale regolazione del contrasto nel ricevitore, non più legata alla regolazione di luminosità, che può allora essere resa del tipo semifisso. Un sistema sperimentale seguente questi concetti è stato costruito senza difficoltà, mentre si è dimostrato che la trasformazione di sistemi già esistenti è possibile in modo semplice ed economico. I risultati sperimentali sono stati del tutto soddisfacenti, confermando ampiamente i grandi vantaggi del nuovo modo di procedere. *G. C.*

TUBI ELETTRONICI.

F. PREISACH e I. ZAKARIÀS — **Conduttanza d'ingresso. Misure su tubi amplificatori per radiofrequenza ad elevata transconduttanza.** (W. E., aprile 1940, XVII, 199, pag. 147-157, con 18 fig.).

La misura della conduttanza d'ingresso dei tubi si deduce, com'è noto, dallo smorzamento introdotto in un circuito risonante dal circuito di griglia, quando l'anodo e tutte le griglie risultino in corto circuito per l'alta frequenza. Esso è dovuto, per le alte frequenze, al tempo di transito degli elettroni e all'induttanza delle connessioni elettrodiche.

La componente di conduttanza dovuta al tempo di transito è valutabile, nei tubi con griglia schermo, mediante l'equazione $y = \frac{1}{20} S_c \omega^2 \tau^2 q$, dove y è la conduttanza di griglia, S_c la transconduttanza della corrente catodica, τ il tempo di transito nello spazio catodo-griglia, q un fattore che dipende dal tempo di transito fra la griglia di comando e la griglia schermo. L'effetto delle connessioni elettrodiche in un tubo con piccola corrente di schermo dà luogo ad una componente di conduttanza espressa da $y = \omega^2 S_c C_{cg1} L_c$, dove C_{cg1} è la capacità catodo-griglia, L_c l'induttanza della connessione catodica. Entrambe le componenti crescono rapidamente con la frequenza, ma nella seconda l'aumento è maggiore, poichè per mantenere elevata la transconduttanza occorre avvicinare la griglia al catodo (con che aumenta la rispettiva capacità). Per tutti gli altri tipi di tubi, figura poi nel secondo membro un termine negativo, mediante il quale si può raggiungere una compensazione, che è particolarmente facile nel caso dei triodi. Nel caso dei tetrodi o pentodi, invece, non si era vista finora altra possibilità che quella di ridurre le dimensioni dei tubi, allo scopo di diminuire la conduttanza d'ingresso (soluzione raggiunta per esempio con i tubi a ghianda).

Gli autori hanno considerato un'altra soluzione, che consiste nell'usare diversi terminali per ogni elettrodo, connettendoli o in parallelo, per diminuire l'induttanza risultante, o in altri modi più complessi. Essi enumerano quindi varie possibili connessioni, determinando, per ciascuna, analiticamente la conduttanza corrispondente e la possibilità di compensazione delle due cause, già esposte, di aumento della conduttanza stessa.

L'apparato di misura è stato costruito con il duplice intento di misurare la conduttanza d'ingresso e di studiare il funzionamento del tubo come amplificatore ad un solo stadio, alla frequenza di 37 MHz. Si è connesso alla griglia del tubo in prova un circuito risonante e si sono misurate le tensioni all'entrata con un voltmetro a triodo e all'uscita con uno a diodo, usando tubi a ghianda con collegamenti cortissimi. Le misure sono state eseguite col metodo di variazione di capacità, disaccordando cioè il circuito risonante fino ad ottenere nella lettura del voltmetro una riduzione di deviazione nel rapporto 1 a 2 e misurando δC. In tal caso infatti, com'è noto, $R = 1/(\omega \delta C)$.

Le misure della conduttanza d'ingresso sono state eseguite per diversi valori della corrente anodica; le curve invece sono state tracciate in funzione dei valori di transconduttanza, precedentemente determinati. Vengono riportati numerosi grafici, relativi a tubi del commercio e a tubi di costruzione speciale, aventi connessioni elettrodiche multiple.

Provando varie combinazioni, si possono vedere nei diagrammi gli effetti della separazione delle connessioni, in relazione soprattutto alle loro mutue induttanze. Le curve sono accuratamente illustrate, spiegando caso per caso i valori della conduttanza d'ingresso e il relativo

andamento: in alcune si può constatare come sia stata raggiunta una compensazione veramente ottima degli effetti nocivi dovuti alle induttanze di cui si è parlato.

Dalle misure eseguite si conclude che nel caso di tubi ad alta transconduttanza gli effetti delle connessioni elettrodiche costituiscono la parte predominante della conduttanza d'ingresso e la loro influenza non può essere resa trascurabile rispetto a quella del tempo di transito. I valori misurati dipendono molto dall'esecuzione dei collegamenti, poichè anche un millimetro di conduttore assume un'importanza notevole agli effetti della conduttanza d'ingresso. *C. E.*

VIBRAZIONI MECCANICHE.

S. L. DE BRUIN — **Studio di tensioni meccaniche rapidamente variabili mediante l'oscillografo catodico.** (Philips techn. R., gennaio 1940, V, 1, pag. 25-28, con 8 fig.).

Nel rilevamento di deformazioni meccaniche, subite da materiali o da elementi di costruzione soggette a tensioni meccaniche, è di fondamentale importanza, oltre che la sensibilità dello strumento di misura, la sua inerzia, per modo che sia possibile determinare deformazioni piccole e rapidamente variabili. Il metodo studiato, che trasforma le variazioni delle deformazioni meccaniche in variazioni di tensione elettrica, fa uso di una resistenza a carbone e di un oscillografo catodico, dispositivi entrambi praticamente privi d'inerzia.

Sulle fibre esterne della struttura meccanica da studiare viene rigidamente fissato — il che è pure assai importante — con colla cellulosica un nastro a resistenza. È questo costituito (fig. 1) da una laminetta *P* di isolante (*presspan*) sulla quale è stata depositata una traccia di polvere di carbone *C* finemente suddivisa; agli estremi *A*, resi conduttori con la deposizione di una pellicola d'argento, vengono fissati, mediante mastice conduttore, i fili di collegamento ad un circuito elettrico di misura. La resistenza elettrica del nastro varia, allorchè la lamina è soggetta ad allungamenti od a compressioni, poichè il contatto fra le particelle di carbone diviene allora peggiore o migliore. Prima delle misure è in ogni modo bene ricoprire l'intero nastro con colla cellulosica al fine di eliminare ogni possibile influenza dell'umidità atmosferica. Il nastro a resistenza viene inserito in un circuito composto di una batteria di pile e di una resistenza zavorra (analogamente a quanto si fa con un microfono a carbone).

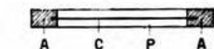


Fig. 1. — Vista del nastro a resistenza.

Se si sceglie opportunamente il valore della resistenza zavorra, le variazioni di tensione elettrica ai capi del nastro sono direttamente proporzionali alle variazioni di resistenza elettrica del nastro; queste, se inferiori al 0,05 %, risultano direttamente proporzionali alle deforma-

zioni, le quali a loro volta, per la legge di Hooke, lo sono rispetto alle tensioni meccaniche nel materiale in istudio. In conclusione le variazioni di tensione elettrica agli estremi del nastro sono direttamente proporzionali alle variazioni della tensione meccanica applicata e della deformazione prodotta. Risulta perciò possibile rendersi conto, per esempio, mediante l'oscillografo, dell'andamento di un fenomeno vibratorio.

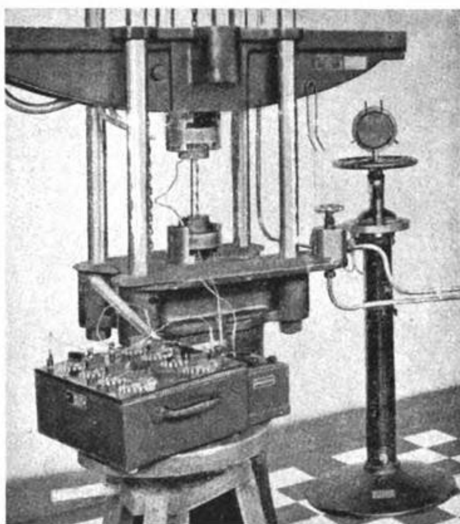


Fig. 2. — Il nastro a resistenza è applicato ad un provino per misure di trazione.

Il nastro a resistenza può anche essere tarato per consentire misure in valore assoluto; risultano allora i grafici di taratura, perfettamente riproducibili, di ϱ, resistenza elettrica del nastro, in funzione di λ, allungamenti della struttura meccanica, oppure in funzione della forza di sollecitazione. La figura 2 mostra il nastro a resistenza applicato ad un provino per misure di trazione, così come viene utilizzato per la taratura.

An. Gi.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

L. BERGMANN. — *Der Ultraschall.* Zweite Auflage. — V. D. I. - Verlag, Berlin, 1939. — Un volume di VIII-358 pagine, con 225 figure e 31 tabelle, legato. — Prezzo R.M. 25.

Questo libro che, a poco più di un anno di distanza dalla prima edizione appare in veste di maggior mole, è stato per qualche tempo l'unico trattato sugli ultrasuoni veramente degno di tale nome. In esso sono esposti, in forma assai limpida, i fondamenti di un ramo dell'acustica al quale l'autore ha portato notevoli contributi personali.

La suddivisione per materia dell'opera è rimasta sostanzialmente immutata. Essa procede secondo il seguente schema:

1° - Generatori di ultrasuoni.

2° - Rivelazione e misura delle radiazioni ultrasonore.

3° - Velocità di propagazione e coefficiente di assorbimento nei mezzi liquidi ed aeriformi.

4° - Velocità di propagazione nei solidi.

5° - Applicazioni tecniche degli ultrasuoni.

Quantunque, come si è accennato, l'intelaiatura del libro non abbia subìto modificazioni, tuttavia il contenuto dei singoli capitoli è notevolmente accresciuto ed aggiornato in corrispondenza ai lavori che su ogni argomento sono successivamente apparsi nella letteratura scientifica.

È stato in particolare rifuso il capitolo dedicato alla determinazione delle costanti elastiche nei solidi trasparenti. Tale determinazione è notoriamente riconducibile a quella delle velocità di propagazione di onde elastiche longitudinali e trasversali. Alle velocità dei due tipi di onde si giunge, col metodo ideato dall'autore e dai suoi collaboratori, seguendo un elegante procedimento che ricorda quelli in uso per l'esame delle strutture cristalline mediante le figure di Laue.

Completamente nuovi sono due paragrafi dedicati l'uno all'utilizzazione degli ultrasuoni per la modulazione della luce nei televisori, l'altro alle applicazioni che gli ultrasuoni di media e bassa frequenza hanno avuto nella metallurgia.

Il libro si è arricchito di numerose illustrazioni e tabelle che ne rendono più interessante la lettura, in particolar modo per chi desidera essere iniziato a un argomento così importante e suscettibile di ulteriori sviluppi.

A. G.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Settimana di studio presso l'I. E. N. — Dopo il felice esperimento dell'anno scorso (1), l'iniziativa delle settimane di studio (inserite nei Corsi di perfezionamento, che si svolgono presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris) è stata ripresa e ampliata nell'anno XVIII.

Per conseguire lo scopo, che è di rendere sempre più stretti i vincoli di collaborazione fra l'industria e il laboratorio, si sono effettuate due di tali settimane. La prima, svoltasi dal 13 al 17 maggio, è stata dedicata all'elettromeccanica (2); la seconda, dal 3 all'8 giugno, ha avuto per oggetto questioni di comunicazioni elettriche. Di questa si dà qui resoconto.

Ad essa hanno partecipato i rappresentanti delle ditte: Cavi Elettrici e Affini (C.E.A.T.), S. S. R. Ducati, Fabbrica Apparecchi Telefonici Materiali Elettrici (F.A.T.M.E.), Fabbrica Apparecchiature Comunicazioni Elettriche (F.A.C.E.), Fabbrica Italiana Magneti Marelli (F.I.M.M.), Industria Nazionale Cavi Elettrici (I.N.C.E.T.), I. M. C. A. Radio, Italcable, Italoradio, Società M I A L, Officine di Savigliano, Officine Subalpine Apparecchiature Elettriche (O.S.A.E.), Officine Galileo, Officine Lombarde Apparecchi di Precisione (O.L.A.P.), S. A. Brevetti A. Perego, Società Italiana Pirelli, Società Torinese Esercizi Telefonici (S.T.E.T.), Società Telefonica Interregionale Piemontese e Lombarda (S.T.I.P.E.L.), Società Telefonica Italia Medio-Orientale (T.I.M.O.), Società Telefonica Tirrena (T E T I), Siemens S. A., Società Italiana Reti Telefoniche Interurbane (S.I.R.T.I.), S. A. Fabbricazione Apparecchi Radiofonici (S.A.F.A.R.), Società Italiana Westinghouse, Azienda di Stato Servizi Telefonici, Circolo Costruzioni Telegrafiche e Telefoniche di Torino.

Il programma della riunione, organizzata per cura dell'ingegnere Ferrari-Toniolo, si imperniava sul tema: « Trasmissioni su cavi e linee aeree con particolare riguardo alle alte ed altissime frequenze vettrici ed alle apparecchiature relative ». Erano relatori alcuni ricercatori dell'I. E. N. e taluni fra i più noti specialisti delle maggiori industrie italiane.

---

(1) L'Elettrot., 1939, XXVI, p. 508; Ricerca Scientifica, 1939, X, p. 488.

(2) L'Elettrot., 1940, XXVII, (in corso di pubblicazione); Ricerca Scientifica, 1940, XI, (in corso di pubblicazione).

Prima giornata. — Le finalità dell'iniziativa furono illustrate dal professore Vallauri, presidente dell'I. E. N., nella prolusione del convegno. Da una parte si è inteso far conoscere a una cerchia sempre più vasta di tecnici e di studiosi l'Istituto nel suo duplice aspetto di centro di studi e di centro di consulenza, armonizzato con le direttive corporative a favore delle industrie elettrotecniche italiane; dall'altra parte si è voluto dare agli intervenuti una chiara idea del funzionamento del Corso di perfezionamento in Elettrotecnica, con speciale riguardo alla Sezione Comunicazioni Elettriche.

Uno dei còmpiti più difficili che si è prefisso l'Istituto è quello di formare, per ciascun settore della sua attività, un certo numero di studiosi e di tecnici seriamente specializzati, per render sempre più fruttuosa e più vasta la collaborazione con l'industria nazionale. Quando si pensi che l'Istituto ha pochi anni di vita, si comprende, come questa meta non possa ancora considerarsi raggiunta, tanto più che i primi anni di funzionamento sono stati impegnati in larga parte nel lavoro di attrezzatura. Basta tuttavia esaminare le successive relazioni annuali dell'I. E. N., per rendersi conto del continuo crescendo della produzione e dell'intensificarsi delle proficue relazioni con l'industria.

Inizia la serie delle comunicazioni l'ingegnere Ferrari-Toniolo, che tratta di filtri in parallelo e separatori elettrici. La separazione dei vari canali fonici può farsi con un certo numero di filtri di banda: sorge così il problema di collegare in parallelo questi organi. Per lo studio di tale problema sono da segnalare due mezzi, di cui recentemente è stata messa in luce l'utilità: uno algoritmico, l'altro sperimentale. Il primo si basa sull'applicazione del calcolo delle matrici agli accoppiamenti di quadripoli (dei quali i filtri sono un caso particolare). Le relazioni che intervengono tra le tensioni e le correnti all'entrata e all'uscita del quadripolo (relazioni che usualmente si esprimono mediante sistemi di equazioni lineari) possono sintetizzarsi sotto forma di matrici, che rendono più agevoli i calcoli e permettono di vedere le cose da un punto di vista più generale. In termini di matrici può agevolmente trattarsi l'accoppiamento di quadripoli in serie, in parallelo o in catena, e quindi per estensione anche il caso più complesso dei separatori elettrici. In questi studi torna comodo introdurre un nuovo tipo di matrice (3), detta « matrice ortoversa », che insieme con la « matrice inversa », già nota, semplifica i procedimenti e rivela alcune utili simmetrie nel formulario da usare.

Dal punto di vista sperimentale, invece, l'esame del comportamento dei quadripoli in parallelo può utilmente farsi mediante l'applicazione di onde rettangolari all'ingresso del quadripolo e il loro confronto con la forma d'onda all'uscita. L'applicazione di questo sistema può essere

(3) A. Ferrari-Toniolo: Sul calcolo delle matrici applicato a quadripoli lineari semplificati e generalizzati - R. C. Matematica, (in corso di pubblicazione).

particolarmente utile nel caso dell'esame di separatori elettrici, perchè costituisce il mezzo più rapido per avere dati concreti sul comportamento effettivo del dispositivo, in rapporto sia alle curve di frequenza, sia alle relazioni di fase.

L'ingegnere Roda della F. A. C. E. riferisce sugli oscillatori per frequenze vettrici costruiti dalla sua casa. Uno dei problemi più difficili nella tecnica delle frequenze vettrici è quello di ottenere, che i due oscillatori che si trovano a ciascun estremo di ogni canale abbiano una stabilità di frequenza così elevata, che nel funzionamento non si verifichi tra questi uno scarto di frequenza superiore a 10 Hz. Per quanto riguarda le cause di instabilità proprie del circuito, invece di ricorrere ai costosi comandi a quarzo, si dimensionano opportunamente gli elementi del circuito oscillatorio e si fa uso di materiale adatto (condensatori in mica, induttanze su nucleo toroidale di polvere di ferro e con avvolgimento sezionato). All'instabilità dovuta alle variazioni di temperatura si ovvia con la compensazione resa possibile dall'esistenza di materiali a coefficiente di temperatura positivo e negativo. Anche l'effetto delle variazioni della tensione di alimentazione sulla frequenza viene neutralizzato dalla disposizione dei circuiti. È stato inoltre effettuato un alimentatore stabilizzato, che garantisce la stabilità degli oscillatori nel caso di eccezionali scarti della tensione d'alimentazione dal valore normale. Gli apparecchi costruiti dalla F. A. C. E., grazie alla bontà dei circuiti scelti, rientrano largamente nei limiti imposti dai capitolati di fornitura. Dentro tolleranze notevolmente più strette vengono tenuti i dispositivi di stabilizzazione negli oscillatori destinati ad alimentare non uno, ma più circuiti.

Le misure di frequenza vengono eseguite con l'oscillografo a raggi catodici, che, in mano a buoni operatori, consente la misura di scarti di frequenza di 2-3 Hz. Nei sistemi a dodici canali le frequenze vettrici vengono ottenute con un generatore di armoniche alimentato da un unico oscillatore a 4 kHz. Un altro tipo di oscillatore è pilotato da un diapason ad altissima stabilità. Per i collegamenti telefonici tra le stazioni radio, eseguiti dalla F. A. C. E. per conto dell'E. I. A. R., si è reso necessario assicurare l'esatto sincronismo tra i due oscillatori terminali mediante un oscillatore pilota.

Nel pomeriggio viene visitata la Sezione Elettroacustica, sotto la guida dell'ingegnere Gigli. Si osservano così il funzionamento e la disposizione delle stanze riverberanti usate per le prove di assorbimento e di isolamento dei materiali, che sono alla base dell'acustica architettonica. Si prende visione anche dei dispositivi usati per la taratura dei microfoni coi vari metodi, e di un nuovo sistema basato essenzialmente sul funzionamento del tubo di Kundt, usato per le prove di assorbimento, che permette anche la misura dell'impedenza acustica dei materiali.

Dopo un'introduzione dell'ingegnere Dilda sugli indirizzi didattici e sperimentali seguiti nell'Istituto nel campo dei radioricevitori, l'in-

gegnere Egidi si sofferma in particolare sui criteri, a cui converrebbe informarsi nelle prove sui radioricevitori. Sembra opportuno innanzi tutto seguire un certo ordine nella successione di queste: sensibilità, regolazione automatica di sensibilità, selettività, risposta elettrica, caratteristiche acustiche. Moltissime prove sono già state eseguite ([4]) e hanno dimostrato che la sensibilità dei ricevitori prodotti dalla nostra industria è ottima: occorre provvedere sempre meglio a ridurre il rumore di fondo. Quanto alle prove di selettività le più notevoli sono quelle che si eseguiscono con due segnali, le cui frequenze differiscano al minimo di 9 kHz. Oggetto di cure particolari è stato anche lo studio di misure di sensibilità eseguite in modo da non mettere fuori servizio il regolatore automatico: in proposito vi è stato anche uno scambio di vedute col « Reichspostzentralamt » di Berlino.

Chiude la giornata una relazione dell'ingegnere Niccolai sulle caratteristiche che devono possedere i fasci di linee aeree per la loro utilizzazione con frequenze vettrici. Dopo aver esaminato la ragion d'essere dei criteri fondamentali di questa tecnica, vengono illustrati i vari tipi di diafonia, che si possono manifestare tra i vari circuiti, ed i modi di neutralizzarla. La paradiafonia e la telediafonia dànno poi luogo per combinazione alla para- e alla telediafonia trasverse (diafonia d'interazione). Queste possono essere in larga parte eliminate con un certo numero di « inversioni » dei fili di linea. Ma si possono avere anche diafonie dovute a cambi di livelletta o di direzione delle linee. Le disuniformità nei cavi provocano inoltre paradiafonie riflesse, alle quali si può in parte rimediare variando le fasi che competono alle singole frequenze nelle diverse bande. In virtù dei procedimenti di inversione, in America, palificazioni a quattro traverse, con incroci ogni 400 metri che consentivano la presenza di 30 circuiti, hanno potuto portare 190 circuiti riducendo la distanza fra gli incroci a 80 metri e utilizzando ben 10 gruppi di 12 canali ciascuno. Questi sistemi sono stati anche introdotti in Europa. Un altro sistema americano ottiene la non intelligibilità della diafonia mediante il rovesciamento della portante in un canale. In Europa la Siemens ha escogitato per le grandi distanze un sistema di 15 canali con demodulazione nell'amplificazione intermedia e con relativo risparmio di filtri, un altro sistema è stato attuato per le piccole distanze. I principi esposti potranno essere utili per il potenziamento della linea Asmara-Mogadiscio che ha per ora 24 circuiti.

Seconda giornata. — Si compie anzi tutto una visita di orientamento agli impianti di alcuni reparti e sezioni dell'Istituto che non interessano direttamente le comunicazioni elettriche: Elettromeccanica, Alta Tensione, Sale Macchine, Campioni, Alto Vuoto, Materiali, Officina.

([4]) C. EGIDI: Prove sui ricevitori radiofonici. Determinazioni generali e misure sul complesso di bassa frequenza - A. F., 1940, IX, p. 435.

Poi l'ingegnere Lombardi intrattiene i convenuti su un argomento di attualità nel campo delle misure: i ponti di misura nei riguardi della loro attitudine all'attuazione più o meno facile dell'equilibrio, e della loro sensibilità nei vari modi di funzionamento (5). Al fine di ottenere rapidamente l'equilibrio si può ricorrere alle curve luogo, che dànno i valori in modulo e fase della differenza di potenziale ai capi della diagonale di rivelazione del ponte in funzione dei parametri variabili, cioè delle resistenze, induttanze e capacità dei vari lati del ponte. Come esempio, si può usare questo indirizzo nello studio del ponte di Maxwell. Con l'ausilio delle curve luogo si vede immediatamente che, se si usano come variabili la resistenza e l'induttanza del lato di paragone, l'equilibrio si raggiunge rapidamente, quando si cominci a variare prima la resistenza e si agisca poi sull'induttanza. Se le grandezze variabili sono la resistenza del lato di paragone e la resistenza di uno dei lati di proporzione, conviene variare le due grandezze nell'ordine scritto, al fine di evitare un « equilibrio vacillante »: in ogni caso l'equilibrio ottenuto in questo modo è meno rapido del precedente. Un terzo caso è quello in cui variano la resistenza di un lato di proporzione e la resistenza in serie alla grandezza incognita (ciò è necessario, quando il fattore di qualità della grandezza incognita sia maggiore del fattore di qualità della grandezza campione). In questo caso lo studio delle curve luogo mostra che, per evitare falsi equilibri, conviene iniziare le misure con valori piccolissimi della reattanza in serie con l'incognita, e con valore quanto più grande è possibile della reattanza di proporzione. Quanto alla sensibilità dei ponti, essa è esprimibile come il prodotto di due fattori che possono tabularsi, cosicchè partendo dai dati del problema si può individuare quale schema e quali valori dei parametri debbano scegliersi, affinchè la sensibilità risulti massima.

Segue una relazione del dottor Zin circa gli studi da lui condotti sui cavi a larga banda per televisione (6). Egli mostra come, in un primo momento, si possa fare l'ipotesi che si tratti di un cavo concentrico geometricamente perfetto: si giunge così a stabilire una funzione dei diametri e delle resistività dei due conduttori, importante per determinare il comportamento del cavo. Per avvicinarsi maggiormente alla realtà si possono fare in seguito ipotesi particolari: il difetto di centratura del cavo dà generalmente scarso disturbo, invece la variabilità dell'impedenza caratteristica dà due tipi di disturbi, a seconda che si considera lo stato regime ovvero lo stato transitorio (questo secondo caso interessa nelle trasmissioni televisive in cui si arriva a frequenze di 4 MHz). In vista del fatto che le disuniformità producono riflessioni e quindi perdite di energia e attenuazioni, l'autore ha tentato di esten-

---

(5) P. Lombardi: Equilibrio e sensibilità di ponti per misure di impedenza - A. F., 1940, IX, p. 518.

(6) G. Zin: Sulla deformazione dei segnali nei cavi non uniformi - R. C. Matematica, (in corso di pubblicazione).

dere la teoria della riflessione ai sistemi non omogenei. La trattazione permette semplificazioni, se le irregolarità sono deboli. Negli stati transitori, in seguito a due successive riflessioni, si possono avere notevoli deformazioni degli impulsi. Anche di questo fenomeno il relatore si è occupato ed è stato condotto a definire un « tempo di transito dell'energia di gruppo » anche per le linee non omogenee. Lo studio si basa sul concetto di assimilare la linea non omogenea a una successione di linee « esponenziali », cioè linee in cui l'impedenza caratteristica è funzione esponenziale della lunghezza. Si è poi indotti a definire un coefficiente k che rappresenta la regolarità del cavo e dà un'indicazione sul valore massimo della distanza a cui la trasmissione è effettuabile.

Nel pomeriggio i partecipanti sono condotti a visitare la Sezione Telefonia. A titolo di introduzione l'ingegnere Ferrari-Toniolo spiega come sono organizzati e distribuiti i lavori nella sezione e l'opera di documentazione scientifico-tecnica. Sono illustrati i principali impianti per prove a frequenze elevate; e si esegue tra l'altro la registrazione della curva di attenuazione di un filtro mediante un registratore automatico di livello che funziona fino a 40 kHz (7). Una serie di apparecchi e di impianti esemplifica l'evoluzione della tecnica telegrafica e telefonica. Viene presentato in funzione un triodo dimostrativo a scopo didattico (8). Nella sala dei ponti vengono osservati i vari tipi di ponti tra loro collegati da linee ad anello che rendono possibili immediatamente le più importanti misure senza incomodi trasporti di apparecchi, e una grande intelaiatura che contiene numerosi apparecchi di dimensioni normalizzate, quali filtri, prova-tubi, amplificatori, oscillografi. Tra gli apparecchi di costruzione interna dell'Istituto (9) meritano particolare menzione un distorsiometro, un voltmetro universale (fino a 40 kHz) e un oscillatore anch'esso per frequenze fino a 40 kHz. Viene infine eseguita praticamente l'analisi armonica di determinate forme d'onda e vengono dimostrati gli effetti dei fenomeni transitori nei filtri.

Successivamente il dottor Manfrino parla di una ricerca teorico-sperimentale sui voltmetri logaritmici basati sull'impiego delle caratteristiche speciali dei raddrizzatori a secco (10). Si tratta essenzialmente di una cellula contenente un elemento raddrizzatore a ossidulo di rame in serie con una resistenza. La scelta opportuna di questa resistenza permette, entro vasti limiti, di far funzionare l'apparecchio nella gamma desiderata. La legge logaritmica è rispettata in un intervallo di una quarantina di decibel. Semplici considerazioni portano a usare due

---

(7) A. Ferrari-Toniolo: Apparecchiatura per la registrazione automatica di livello fino a 40 000 Hz - A. F., 1939, VIII, p. 587.

(8) A. Bressi: Apparecchiatura per un triodo dimostrativo - A. F., 1937, VI, p. 555.

(9) A. Ferrari-Toniolo: Apparecchi per misure di comunicazioni elettriche costruiti presso l'I. E. N. G. F. - Radio Industria, 1939, VI, p. 12 e 54.

(10) R. Manfrino: Caratteristiche logaritmiche di raddrizzatori a secco e loro applicazione a strumenti di misura - A. F., 1940, IX, p. 494.

cellule del tipo descritto in cascata; la ricerca della legge secondo cui deve essere scelto il valore della resistenza in serie del secondo stadio in funzione di quella del primo stadio, consente di coprire così una gamma di 55 dB. E il procedimento della inserzione in cascata può essere, sebbene con difficoltà maggiori, iterato. La scelta degli elementi raddrizzatori viene subordinata ai valori delle loro costanti desunte dalle caratteristiche tensione-corrente, delle quali si dà l'equazione. Tra 15 e 50°C l'effetto della temperatura fa variare il termine noto dell'equazione secondo una legge lineare, per cui è agevole tener conto dell'influenza della temperatura sulle misure e formare tabelle di correzione.

Alle ore 17 gli ospiti sono invitati a partecipare alla consueta riunione settimanale dei ricercatori dell'Istituto, che consente a ciascuno di tenersi al corrente dei risultati conseguiti dai colleghi e dà occasione a scambi d'idee molto proficui. L'ordine del giorno reca una relazione dell'ingegnere Ferrari-Toniolo sull'attività della Sezione Telefonia, di cui gli ospiti già hanno esaminato parte dei risultati attraverso le comunicazioni e le visite in occasione della settimana di studio. Vengono ricordate le pubblicazioni effettuate ed in corso, con particolare riguardo a nuove prove telefonometriche su impianti di diffusione sonora (11), per le quali è stato ideato e sperimentato con successo un metodo di misura dell'intelligibilità, atto a tener conto dell'influsso del tempo di riverberazione degli ambienti sulla qualità della trasmissione. Tutte le altre attività della sezione hanno continuato a svilupparsi regolarmente. Il materiale raccolto per la documentazione è assai ricco. Fra le prove per conto di terzi sono da segnalare quelle su apparecchiature per impianti sonori e su cavi in alluminio, e collaborazioni varie con l'industria anche sotto forma di consulenza. A proposito delle misure sugli impianti sonori il professore Cocci osserva che le distorsioni delle curve di frequenza dei trasduttori elettroacustici possono talvolta servire a compensare le distorsioni provocate dai difetti acustici dell'ambiente.

Terza giornata. — La serie delle relazioni è aperta dal professore Pinciroli che parla delle misure di potenza a frequenze acustiche e vettrici (12). Accenna ai tre metodi di misura comunemente usati: quello indiretto, che consiste nel misurare la resistenza equivalente del circuito di utilizzazione e la corrente che vi circola; quello basato sulla derivazione di un'impedenza nota sul circuito d'utilizzazione; e quello che utilizza un oscillografo a raggi catodici, sul cui schermo si forma un'ellisse di area proporzionale alla potenza. I wattometri propriamente detti possono dividersi in due categorie: la prima costituita da dispositivi che comprendono nel loro interno due elementi « quadratici » (wattometri

---

(11) A. Ferrari-Toniolo: Prove telefonometriche su impianti di diffusione sonora - A. F., 1940, IX, p. 393.

(12) A. Pinciroli e G. Francini: Wattmetri per frequenze acustiche - A. F., 1940, IX, p. 324.

a termocoppia, wattometri a triodi, wattometri elettrostatici), la seconda costituita da dispositivi che comprendono elementi capaci di fare il prodotto di due grandezze elettriche (wattometri elettrodinamici, wattometri a eptodi). Una critica delle caratteristiche dei vari strumenti mostra che quelli elettrodinamici, oltre a non essere adatti per frequenze assai maggiori di 1000 Hz, presentano, contrariamente a quelli a triodo, un consumo maggiore e richiedono un'amplificazione per difetto di sensibilità. I due tipi a tubi presentano viceversa poca stabilità. Dei due tipi rimanenti, quello a termocoppia presenta il pericolo della bruciatura della termocoppia, mentre quello elettrostatico non è molto preciso. I wattometri a termocoppia sembrano preferibili.

In vista di ciò il relatore ha ideato un'apparecchiatura che elimina i difetti dei wattometri di questo tipo: vengono usate due termocoppie in opposizione; due amplificatori (a controreazione, per risultare indipendenti dalla tensione d'alimentazione) risolvono il problema della sensibilità; una rete di resistenze consente di abbassare il consumo; due tubi a luminescenza inseriti a monte delle termocoppie le proteggono dai sovraccarichi. È così lecito sperare che presto siffatti wattometri entrino nella pratica delle frequenze acustiche e vettrici.

Il dottor Zin svolge una lezione su telecomunicazioni di tipo speciale, trattando dei metodi di misura delle costanti dei cavi per frequenze altissime. Finora i metodi più usati sono stati quelli a risonanza, abbastanza semplici e molto precisi. Quando non è possibile applicarli, perchè lo spezzone di cavo a disposizione è troppo corto in relazione alle frequenze di misura, si sogliono fare due misure di impedenza del cavo, l'una con il cavo aperto, l'altra col cavo in corto circuito. Le difficoltà che spesso si incontrano nelle misure dell'impedenza di corto circuito hanno spinto il relatore a ideare una variante, che consiste nel misurare l'impedenza esistente tra i due conduttori a un estremo, quando i due capi del conduttore interno siano collegati tra loro e parimenti i due capi del conduttore esterno. Le due misure di impedenza si riducono a due misure di capacità e due di resistenza. Per le prime si usa un ponte a radiofrequenza, ovvero un metodo di sostituzione. Per le seconde si ricorre al confronto con resistori colloidali, la cui resistenza si è dimostrata, entro certi limiti, invariante con la frequenza. Quando occorrono resistenze di confronto molto elevate si ricorre a un partitore capacitivo. Un voltmetro compensato permette di ottenere misure sufficientemente precise anche per frequenze relativamente basse. Nel pomeriggio il dottor Zin mostra in laboratorio tutte le particolarità dell'apparecchiatura ideata ed esegue alcune misure a titolo di dimostrazione pratica su cavi inviati per prove dall'industria nazionale.

L'ingegnere Brusaferro dell'O. L. A. P. fa una relazione sulle apparecchiature per cavi sottomarini a frequenze vettrici. Come esempio si presta assai bene l'esame del cavo Pirelli Italia-Albania, della lunghezza di 160 km e le cui apparecchiature terminali sono in costruzione presso l'O. L. A. P. Esso assicura le seguenti comunicazioni:

1 circuito di telegrafia infraacustica;

7 circuiti telefonici di cui il primo senza trasposizione di frequenza, il secondo con frequenza vettrice di 6 kHz e i rimanenti 5 col sistema della modulazione di gruppo;

2 circuiti di telegrafia armonica, che dal punto di vista della banda di frequenza occupata corrispondono complessivamente ad un circuito telefonico.

Per il gruppo dei 5 canali telefonici si è reso necessario effettuare una « trasposizione multipla » delle bande di trasmissione per non incorrere nella necessità di usare filtri ad alta pendenza, quali i costosi filtri a quarzo. Il procedimento è schematicamente il seguente: la banda acustica (che occupa la gamma da 0,3 a 2,7 kHz) va a modulare la frequenza di 6 kHz detta « vettrice di premodulazione », la banda di modulazione inferiore va a modulare la frequenza vettrice di 36 kHz, con che si rende necessario un numero di filtri doppio, ma di pendenza notevolmente minore. Infine, per distinguere tra loro i due gruppi di canali telefonici che funzionano nelle due direzioni, uno di essi va ancora a modulare una frequenza vettrice di 50 kHz (modulazione di gruppo). Il collegamento offre inoltre la possibilità di avere un circuito musicale, a condizione di lasciare inattivi alcuni circuiti telefonici e telegrafici. In seguito a un accurato studio delle condizioni di ricezione sulle due sponde italiana e albanese è stato deciso di usare la modulazione di gruppo nella direzione Italia-Albania.

L'ingegnere Niccolai descrive la costituzione dei terminali del cavo Sicilia-Libia che permette, mediante interessanti accorgimenti, il risparmio di un numero notevole di apparecchiature.

Nel pomeriggio, dopo le accennate prove sperimentali sui cavi, il professore Soleri svolge una lezione sui cavi a iperfrequenze. Alcuni anni or sono i tecnici del gruppo Bell hanno ripreso le indagini sopra fenomeni già noti da molto tempo, mostranti la possibilità di guidare onde elettromagnetiche secondo una data direzione mediante lunghi cilindri di materiale isolante ovvero mediante un conduttore tubolare. Codesti studi hanno mostrato che, a seconda del tipo di generatore, possono manifestarsi quattro tipi di onde, di cui due sono assimilabili rispettivamente al caso dei cavi con conduttore assiale ed a quello di una linea bifilare in cavo, mentre gli altri due sfuggono a qualsiasi inquadramento nelle vedute classiche. L'attenuazione diventa infinita per frequenze inferiori a un certo valore critico, che risulta all'incirca inversamente proporzionale al diametro del tubo e alla radice quadrata della costante dielettrica. Ne risulta, facendo i calcoli, che le minime frequenze trasmissibili (che vanno modulate dalla frequenza acustica) sono altissime (dell'ordine delle decine di migliaia di megahertz). La velocità di propagazione aumenta col diminuire della frequenza. Caratteristico è uno dei quattro tipi di onda accennati, per il quale l'attenuazione sembra decrescere indefinitamente al crescere della frequenza. Questo nuovo sistema di trasmissione sembra promettere qualche buon risultato nel campo

della telefonia a correnti vettrici e delle radiocomunicazioni ad onde ultracorte. Il relatore dà infine notizia di alcuni brevetti presi dalla casa Siemens sulla costruzione dei cavi adatti per questo genere di trasmissione.

Quarta giornata. — La prima comunicazione della giornata è fatta dal professore Angelini della S. T. E. T., che si occupa delle caratteristiche della trasmissione per correnti vettrici su linee aeree. La distanza massima, alla quale si può comunicare, dipende, oltre che dalla natura della linea e delle apparecchiature terminali, anche dalla banda di frequenza adoperata. Nelle zone rurali contenenti qualche stabilimento industriale le correnti vettrici trovano un'applicazione adatta e numerose comunicazioni di tal genere sono state installate dalla S. T. E. T. La distanza che è mediamente sui 50-100 km, può con particolari accorgimenti essere spinta oltre i 300 km senza amplificazione intermedia. Non si conoscono installazioni a 2 canali, ve ne sono invece a 3 e 4 canali; in America si arriva spesso a 12 e più canali. Sorgono naturalmente problemi riguardanti la palificazione e bisogna inoltre evitare i fenomeni di intermodulazione. Le apparecchiature sono state notevolmente modificate dall'uso dei ponti raddrizzatori a ossidulo di rame come modulatori. L'influenza dei tratti di linea in cavo non è tale da destare preoccupazioni. Quanto all'esercizio, le installazioni a correnti vettrici non richiedono cure speciali. Il relatore termina accennando ad alcuni problemi che la S. T. E. T. si è posti nel campo delle comunicazioni a frequenze vettrici.

Nel pomeriggio l'ingegnere Bressi guida gli ospiti nella visita alla Sezione Radio, soffermandosi specialmente a illustrare il metodo di ricezione dei segnali orari da Washington e il confronto di questi col campione primario di frequenza posseduto dall'Istituto. Illustra anche come da esso, mediante demoltiplicatori e multivibratori, si possa ottenere tutta una vasta gamma di frequenze campionate. È ora in studio il progetto di distribuire a tutto l'Istituto frequenze campionate di 50, 200, 1000, 10 000 Hz.

Vengono quindi illustrati i metodi usati dall'ingegnere Holzner e dal dottor Gregoretti per le misure sui dielettrici, e si mostrano le apparecchiature che sono state costruite a tal fine nell'Istituto. Le misure vengono eseguite su materiali ceramici per conto di ditte industriali o a scopo di studio. Sono state allestite due apparecchiature, una per frequenze di misura da 100 kHz a 10 MHz, l'altra per frequenze comprese tra qualche megahertz e 50 MHz. Si tratta di metodi a risonanza studiati con grande cura ed attuati con tutte le necessarie cautele allo scopo di dedurre, per tutta la gamma di frequenze che interessa la radiotecnica, i valori della permeabilità elettrica e dell'angolo di perdita dei materiali in esame. Di essi si renderà conto in una prossima pubblicazione.

Alle ore 21, presso la sede della Sezione di Torino dell'Associazione Elettrotecnica Italiana, il professore Gori parla dei recenti perfeziona-

menti nella cablografia sottomarina ([13]). Con l'avvento della radiotelegrafia è sorta la necessità di aumentare la velocità di trasmissione nei cavi, perchè gli antichi impianti potessero reggere alla concorrenza degli impianti radiotelegrafici, che utilizzano velocità di trasmissione molto grandi. I perfezionamenti si sono avuti nei cavi e nelle apparecchiature terminali. Su queste ultime è interessante soffermarsi; il cavo è di tipo ordinario: un conduttore di rame con guaina di guttaperca che lo isola dall'armatura esterna. In un cavo di questo genere induttanza e conduttanza distribuite sono trascurabili rispetto a resistenza e capacità. Considerato il diagramma della corrente in funzione del tempo, si vede che la corrente non raggiunge subito il valore di regime; il tempo occorrente a tal fine è tanto maggiore quanto più grandi sono resistenza e capacità distribuite. Per questa ragione, gli impulsi trasmessi possono sovrapporsi in ricezione: occorre quindi diminuire la velocità di trasmissione.

Ricordati i vari artifici adottati per migliorare la cablografia, il professore Gori illustra un dispositivo a ponte, completato da un filtro, che ha consentito, sul cavo Anzio-Barcellona, di ridurre la tensione a una ventina di volt e in pari tempo di accrescere la velocità di trasmissione a 400 lettere al minuto.

Quinta giornata. — L'ingegnere Federici della S. A. F. A. R. riferisce per primo sulla telefonia ad alta frequenza su linee aeree, con riferimento alle conquiste autarchiche. Dopo aver accennato alle caratteristiche delle linee e alle perdite di energia lungo di esse, si sofferma sul lato economico della questione. In condizioni normali il sistema a correnti vettrici costa più che il sistema ordinario, quando la lunghezza di linea è inferiore a 200 km. Dal punto di vista autarchico è consigliabile sostituire il rame dei conduttori con alluminio. Particolari cure sono state prese dalla S. A. F. A. R., nella costruzione delle apparecchiature terminali, per quanto riguarda le bobine e la ripidità della curva di livello dei filtri. Anche in Italia vengono ormai costruite bobine con nucleo a polvere di ferro: esse occupano uno spazio da quattro a sei volte minore delle equivalenti bobine in aria. Non si trascura la circostanza, che il fattore di qualità delle bobine cambia dopo la loro postazione negli involucri metallici. La tecnica delle correnti vettrici si giova anche molto dei recenti progressi dei tubi elettronici. Il relatore termina riferendo sulle frequenze usate nei segnali di centrale e sul modo di ottenerle.

L'ingegnere Zabiello della Siemens, parlando sulla telefonia a frequenze vettrici sulle linee ad alta tensione, fa un'accurata analisi delle difficoltà tecniche che si debbono affrontare nella costruzione di questi impianti, e dei modi per superarle. Con una spesa relativamente modesta, è possibile collegare tra loro tutte le stazioni e sottostazioni delle cen-

---

([13]) V. Gori: Recenti perfezionamenti nella telegrafia sottomarina - A. F., 1940, IX, p. 260.

trali elettriche di distribuzione. Semplici e ingegnosi organi di teleselezione permettono il rapido collegamento con i luoghi desiderati. Apposite stazioni relè assicurano il collegamento tra reti indipendenti. Ogni stazione è atta a ricevere e a trasmettere due onde di frequenza diversa. Per diminuire l'attenuazione provocata dalla dispersione dell'energia ad alta frequenza per accoppiamenti capacitivi, per riflessioni in punti di biforcazione dell'alta tensione e per manovre eseguite sulla linea, rende ottimi servigi la così detta « bobina di sbarramento » che presenta impedenza elevatissima per la frequenza vettrice e viene intercalata nella rete ad alta tensione in tutti i punti in cui la corrente ad alta frequenza non deve passare. Per migliorare la ricezione è stato studiato un regolatore automatico di livello basato sull'inserzione e disinserzione di una linea artificiale a monte del ricevitore. La potenza per l'alimentazione degli impianti viene prelevata dalla rete ad alta tensione. L'accoppiamento tra l'alta frequenza e la linea ad alta tensione, che precedentemente era di tipo induttivo, viene ora fatto con un condensatore. Filtri assai selettivi permettono di limitare a soli 5 kHz l'intervallo tra due comunicazioni differenti.

Sotto la guida del professore Deaglio i partecipanti alla settimana di studio effettuano poi una visita ai laboratori del Reparto Illuminazione. Destano notevole interesse, oltre i vari tipi di lampade da illuminazione e di celle fotoelettriche, le sfere di Ulbricht di vario diametro, l'impianto per il tracciamento delle curve fotometriche di sorgenti luminose, il banco fotometrico, lo spettrografo ad alto potere dispersivo. Durante la visita vengono illustrati i moderni concetti che guidano la tecnica dell'illuminazione.

Più tardi ha luogo la conclusione della settimana con una riunione di tutti i partecipanti e una discussione generale sul tema della settimana, sui suoi frutti e sui programmi futuri. Il professore Vallauri, che presiede la discussione, invita gli ospiti ad esporre osservazioni, a chiedere chiarimenti ed a fare proposte. Sono così discussi vari argomenti di notevole interesse, che potrebbero formare oggetto di altri convegni (acustica, sistemi di misura, studio dei materiali, comportamento delle apparecchiature in esercizio, questioni comuni alla telefonia e alla radiotecnica, e via dicendo). Il presidente ringrazia gl'intervenuti per la soddisfazione e per il favorevole apprezzamento, che han voluto esprimere riguardo all'iniziativa dell'I. E. N., e conferma che si farà il possibile per svilupparla e perfezionarla, assicurando sempre più stretti e fecondi contatti di collaborazione fra l'Istituto e l'industria nazionale. *R. M.*

Vol. IX - N. 8-9 Ago.-Set. 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On expose la première partie d'une série d'essais sistématiques comparatifs, exécutés à l'« Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris » sur treize récepteurs radiophoniques construits par les principales fabriques italiennes.

Après avoir exposé les conditions générales d'essais, pour ce qui a trait à l'alimentation des récepteurs et aux types des divers instruments adoptés dans l'exécution des mesures, on fait une description sommaire des appareils examinés, particulièrement en ce qui regarde le nombre et l'utilisation des tubes et les éléments fondamentaux des schémas électriques. On fait ensuite une description un peu plus détaillée des amplificateurs à basse fréquence.

Suivent les essais de type général (champs de fréquence de fonctionnement, puissance absorbée du réseau, etc.), dont les résultats sont réunis en tableaux et diagrammes. On examine ensuite l'adaptation de la charge au tube final de puissance; on distingue les différents cas sur les criteriums à suivre.

On passe ensuite à l'examen plus complet de l'amplificateur basse fréquence en commençant par l'étude des courbes de surcharge et des distorsions à 400 Hz. Des diagrammes on déduit les valeurs des trois grandeurs caractéristiques (sensibilité de puissance, limite de linéarité, puissance de saturation) et on étudie comparativement les allures des distorsions harmoniques.

On considère enfin les mesures de réponse électrique et des distorsions totales, exécutées d'habitude pour quatre ou cinq niveaux de tension d'entrée pour chaque récepteur.

Ce premier exposé, qui sera suivi de quelques autres, se termine par un aperçu sur les mesures avec la méthode des deux signaux.

On explique le fonctionnement d'un voltmètre logarithmique utilisant la caractéristique des redresseurs à oxide cuivreux. On montre la possibilité d'améliorer l'ensemble et de choisir les éléments redresseurs d'après exacts criteriums, en se servant des équations des caractéristiques, qu'on donne en tenant aussi compte de la température (entre 15°C et 50°C).

Un convenable dimensionnement des éléments du circuit permet d'étendre la gamme utile des tensions et d'en déplacer la position. Avec la mise en échelle de deux cellules élémentaires d'un tel voltmètre, on passe de 40 dB de gamme utile à plus de 54 dB. L'explication théorique du fonctionnement de cet ensemble est confirmée par de nombreuses épreuves expérimentales, exécutées aussi dans un thermostate pour en tirer la table de correction de l'instrument selon la température.

On donne les valeurs optimum de la résistance intérieure de l'instrument indicateur (5 kΩ au moins) et de la résistance qu'on doit mettre en série avec le redresseur (10 kΩ environ).

La propriété d'être facilement et rapidement équilibré est une caractéristique précieuse pour un pont pour la mesure des impédances. L'étude de cette propriété, développée avec l'aide des diagrammes d'impédance des branches du pont, convenablement combinés, permet de suivre les opérations pour l'équilibrage, de facon qu'on peut en déduir des criteriums pour évaluer et améliorer la « convergence » du pont.

A côté de cet élément, la sensibilité aussi constitue une caractéristique importante pour la comparaison parmi des dispositifs de mesure. Dans le cas des ponts on peut l'exprimer sous une forme simple et qui se prête à des observations et à des conclusions intéressantes.

On rappelle d'abord la définition et les propriétés les plus importantes du développement en série de Fourier d'une fonction périodique réelle du temps. Les coefficients de ce développement donnent un spectre de raies, qui peut servir à représenter les propriétés de la fonction considérée.

La représentation par intégral de Fourier d'une fonction réelle quelconque du temps vient en suite présentée comme extension naturelle

de la série du même nom d'une fonction, dont la période est infiniment longue. En conséquence dans le cas général le spectre de raies devient un spectre continu, les propriétés duquel sont exposées dans leur relation avec la forme de la fonction donnée du temps.

L'examen des possibles applications démontre que l'intégral de Fourier est un puissant instrument de recherche. On illustre aussi le développement en intégral de Fourier d'une fonction complexe du temps.

Vol. IX - N. 8-9 Ago.-Set. 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

A description is given of the first series of systematic comparative tests carried out at the « Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris » on thirteen broadcast receivers built by the head Italian manufacturers.

Following the explanation of the general test arrangements, as for the receiver supply and the various types of instruments used, a brief description is given of the apparatus examined, as for the number and purpose of the tubes employed and the foundamental development of the electrical schemes. A more detailed analysis of the low-frequency amplifiers is then made.

Then come the general-order tests (frequency ranges, input power and so on) whose results are summarised in tables and diagrams. The matching between the load and the power output tube is examined with reference to the various cases and considerations are made on the criteria to follow.

Then comes the complete survey of the low-frequency amplifier which starts with the study of the overload and distortion (with a 400 Hz signal) curves. From the diagrams the values of the three characteristic quantities (power sensitivity, boundaries of linearity, saturation power) are derived and built into tables and a comparative study is made of the behaviour of the harmonic distortions.

Finally are given the results of measurements of electric response and of total harmonic distortions, usually carried out for each receiver at four or five input-voltage levels.

A brief account on measurements with the two-signal method ends this first paper, wich will be followed by some others.

The properties of a logarithmic voltmeter, using copper oxide rectifiers, are described. Some possibilities of improvement are pointed out and the way is indicated, to a practical and precise choose of the rectify-

Vol. IX - N. 8-9 Ago.-Set. 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

Es wird eine Reihe sistematischer vergleichender Untersuchungen begonnen, welche im « Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris » an dreizehn Rundfunk-Empfängern der italienischen Industrie durchgeführt worden sind.

Nach der Behandlung der allgemeinen Prüfungsbedingungen unter Berücksichtigung der Netzspeisung des Empfängers und der verschiedenen Arten der benutzten Messinstrumente wird eine kurze Beschreibung der untersuchten Apparate gegeben, insbesondere betreffs Zahl und Verwendungsart der Röhren, sowie der Grundlinien der elektrischen Schaltungen. Darauffolgend wird eine Beschreibung über die Ausführung der verschiedenen Niederfrequenzverstärker gemacht.

Es folgen dann einige allgemeine Prüfungen (Betriebsfrequenzgrenzen, Netzleistungsbedarf, u.s.w.), deren Ergebnisse in Tafeln und Diagrammen zusammengefasst sind. Es wird nachher die Anpassung der Belastung an die Leistungsendröhre in den verschiedenen Fällen geprüft und besprochen.

Die Niederfrequenzverstärker werden dann eingehend untersucht, auf Grund der Ueberlastungskurven und der 400 Hz-Verzerrungen. Aus den Diagrammen werden nachher die Werte der drei charakteristischen Grössen (Leistungsempfindlichkeit, Linearitätsgrenze, Sättingungsleistung) abgeleitet und in Tafeln gesammelt; gleichzeitig wird der Verlauf der harmonischen Verzerrungen in den verschiedenen Apparaten einem Vergleich unterzogen.

Endlich folgen die elektrischen Wiedergabe- und Klirrfaktor-Messungen, welche bei den meisten Empfängern für vier oder fünf Eingangsspannungspegel durchgeführt wurden und von einigen Erwägungen

über den Verlauf begleitet werden. Am Ende wird ein kurzer Hinweis auf die Niederfrequenzmessungen mit zwei Signalen gegeben.

Weitere Aufsätze über die Hochfrequenzmessungen werden allmählich folgen.

Die Arbeitsweise eines logarithmischen Voltmeters, welcher die Kennlinien der Kupferoxydulgleichrichter benutzt, wird erklärt. Man zeigt die Möglichkeit einer Verbesserung der Schaltung und der Auswahl der Gleichrichterelemente nach bestimmten Gesichtspunkten, durch die Anwendung der Kennliniengleichungen, die mit Berücksichtigung der Temperatur (zwischen 15°C und 50°C) gegeben werden.

Die günstige Anpassung der Schaltungselemente erlaubt die Erweiterung und die Versetzung des nutzbaren Spannungsbereichs. Werden zwei solcher Elementarzellen eines Voltmeters in Ketten geschaltet, so steigt die Bereichsausdehnung von 40 dB zu wenigsten 54 dB. Der theoretische Beweis der Arbeitsweise des Apparatus wird auf Grund von zahlreichen experimentellen Versuchen bestätigt, die auch im Thermostat, für die Berechnung der Fehlertafeln in Abhängigkeit von der Temperatur, ausgeführt wurden.

Die optimale Werte des inneren Widerstandes der Zeigerinstrumente (5 kΩ zum wenigsten) und des mit dem Gleichrichter in Reihe zu schaltenden Widerstandes (10 kΩ ungefähr), werden festgestellt.

Es ist eine wertvolle Eigenschaft einer Scheinwiderstandsmessbrücke, leicht und schnell in die Gleichgewichtslage gebracht werden zu können. Ihre Untersuchung, wenn mit Hilfe der Ortskurven des Scheinwiderstandes der Arme durchgeführt, erlaubt die Ausführung des Gleichgewichtes zu verfolgen, um so Richtlinien zur Bewertung und Verbesserung der « Konvergenz » der Brücke abzuleiten.

Neben diesem Begriff stellt im Vergleich von Messanordnungen auch die Empfindlichkeit einen wichtigen Faktor vor. Für Brückenschaltungen kann man sie in einer begrifflich einfachen Weise ausdrücken, welche zu nützlichen Erwägungen und lehrreichen Schlüssen führt.

Es werden einige Hinweise auf die Definition und die Eigenschaften der Entwicklung in Fourier-scher Reihe einer periodischen reellen Funktion der Zeit vorausgeschickt, wobei hervorgehoben wird, dass die

Koeffizienten der Entwicklung ein Linienspektrum geben, welches die Eigenschaften der in Betracht gezogenen Funktion in sich vereinigt.

Darauffolgend wird die Darstellung im Fourier-schen Integral irgendeiner Funktion der Zeit als natürliche Erweiterung der Fourier-schen Reihe für eine unendlich lange Zeitperiode definiert. Demzufolge wird das Linienspektrum allgemein durch ein kontinuierliches Spektrum ersetzt, dessen Eigenschaften im Zusammenhang mit der gegebenen Zeit-Funktion erklärt werden.

Bei Betrachtung der Anwendungen des Fourier-schen Integrals, wird seine grosse Nützlichkeit als wertvolles Untersuchungsmittel hervorgehoben und seine Anwendung auch auf dem Gebiet der komplexen Funktionen erläutert.

ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. IX - N. 10 (PUBBLICAZIONE MENSILE) OTTOBRE 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

A.F. IX-10 OTT. 1940

VOL. IX OTTOBRE 1940-XVIII N. 10

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. 50
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » 40
UN NUMERO SEPARATO. . . » 6

ANNATE ARRETRATE: I (1932), L. 30; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937), L. 40 CIASCUNA; VII (1938), VIII (1939), L. 50 CIASCUNA.

SOMMARIO

Vol. IX Ottobre 1940-XVIII N. 10

ALTA FREQUENZA



Conversione di frequenza e oscillatori a transconduttanza negativa.

Il problema della conversione di frequenza rientra fra quelli che presentano campi di applicazione vasti ed importanti; esso si pone sia nella trasmissione e nella ricezione radiofonica, sia nel campo delle misure radioelettriche propriamente dette. Nel campo della radioricezione ha originato il procedimento che si distingue col nome di supereterodina, il cui pregio essenziale consiste nel permettere di adattare il segnale ricevuto all'amplificatore, invece di costringere l'amplificatore ad adattarsi al segnale.

La necessità, che fu subito vivamente sentita, soprattutto durante la precedente guerra mondiale, di disporre di un metodo per la ricezione selettiva di segnali deboli, portò alla ideazione del nuovo sistema. È difficile stabilire a chi spetti il merito dell'invenzione; se l'Armstrong nel 1919 ne mise per primo chiaramente in luce i pregi sostanziali, altri prima d'allora ne avevano applicato il principio nell'attuazione di particolari ricevitori.

È noto che il sistema di ricezione a supereterodina, dopo qualche incertezza, si è imposto da quando sono stati introdotti nell'uso corrente speciali tubi per il cambiamento di frequenza, e che, oggi giorno, a oltre un decennio dal loro avvento nel campo pratico, i radioricevitori a supereterodina sono i più diffusi ed i più studiati.

Attualmente, per il cambiamento di frequenza, fatta eccezione per i ricevitori di tipo speciale, vengono esclusivamente adoperati tubi elettronici a molte griglie (da 4 a 6), che sono stati ideati allo scopo di ottenere, con grande semplicità di circuiti, uno stadio capace di funzionare contemporaneamente da autooscillatore e da convertitore

di frequenza. In tali tubi, il segnale ricevuto ed il segnale locale si applicano a due distinte griglie, situate successivamente lungo il cammino elettronico, ottenendo in tal modo una buona separazione elettrica dei due circuiti. La letteratura, che riguarda il cambiamento di frequenza, è assai ricca ed il progresso dell'applicazione così rapido che, se riesce difficile fissare una visione concisa corrispondente alle effettive condizioni presenti, relative ai tubi elettronici ed ai circuiti che sono stati ideati, si può comunque asserire, che il problema è tuttora aperto ed attende nuove e più perfezionate soluzioni.

In tale ordine di idee si è posto il professore PINCIROLI nello studiare la possibilità di usare i tubi elettronici a transconduttanza differenziale negativa nel problema della conversione di frequenza.

Tra i vari inconvenienti che, non ostante il continuo perfezionarsi dei tubi e dei circuiti, ancora non si sono potuti eliminare completamente, se non ricorrendo a disposizioni piuttosto complesse, figura l'instabilità di frequenza dell'oscillatore locale. Ciò origina, specialmente nella ricezione delle onde corte, variazioni nella intensità del segnale ricevuto (variazioni note col nome di evanescenze apparenti, in quanto non dipendono dai normali fenomeni di propagazione), che, manifestamente, sono assai nocive alla buona ricezione. Sotto questo aspetto, l'applicazione degli oscillatori a transconduttanza negativa, i quali, in opportune condizioni di funzionamento, presentano eccezionali doti di stabilità di frequenza, sembra particolarmente promettente. Non meno degno di rilievo è altresì il fatto, che tali oscillatori permettono una notevole semplificazione dei circuiti (non si richiede infatti l'accoppiamento magnetico tra due distinti elettrodi) e dei sistemi di commutazione delle varie gamme d'onda, di cui è provvisto ogni moderno radioricevitore.

Il contributo che pubblichiamo, pur essendo limitato allo studio di alcuni aspetti dell'importante problema, quali la transconduttanza di conversione e la resistenza differenziale di placca, sembra confermare sin d'ora la possibilità di valersi dei tubi elettronici a transconduttanza negativa per la conversione di frequenza nella radioricezione. Non è da escludere che, come l'autore è portato a ritenere, la costruzione di tubi elettronici speciali possa permettere di conseguire risul-

tati, i quali, sotto vari aspetti, costituirebbero un deciso progresso della tecnica attuale.

La presente ricerca rientra tra quelle che si potrebbero dire di avanguardia e, se pure per la sua stessa natura non fornisce direttamente risultati conclusivi, merita attenta considerazione e desterà l'interesse degli studiosi che si occupano di problemi affini.



Studio della turbolenza di fluidi in moto.

Più volte abbiamo avuto occasione di rilevare come il campo di applicazione dei dispositivi a tubi elettronici vada continuamente sviluppandosi, sia in estensione, sia in profondità, e offra il mezzo di sostituire con vantaggio nuovi metodi ad altri più laboriosi e meno sensibili, o apra addirittura la via a possibilità intentate anche in campi e per scopi estranei a quelli consueti dell'elettrotecnica e della radiotecnica. Sono ormai frequenti i casi, in cui lo studio di pressioni o tensioni meccaniche più o meno rapidamente variabili, di vibrazioni di organi in movimento, di rumori prodotti da macchine, viene notevolmente agevolato da dispositivi elettronici: si può asserire che la tecnica delle comunicazioni elettriche offre in tal guisa, non di rado, un prezioso, e talora essenziale, ausilio alla meccanica.

Un esempio molto significativo in tal senso è dato dall'apparecchiatura che l'ingegnere DILDA descrive in questo fascicolo, e che è stata da lui attuata per il Laboratorio di Aeronautica del R. Politecnico di Torino, allo scopo di consentire l'analisi di alcune particolarità del moto dei fluidi, e precisamente della loro turbolenza.

Le gallerie aerodinamiche costituiscono il banco di prova continuamente usato per la maggior parte delle indagini in ogni laboratorio di ricerche aeronautiche; per altro i risultati ottenuti in gallerie diverse non risultano sempre confrontabili tra loro: la causa di tale incertezza è sovente da attribuirsi alla turbolenza della corrente fluida, la quale si manifesta diversa nelle varie gallerie. Si ha quindi il massimo interesse a saperla valutare. Ma non è soltanto l'aerodinamica sperimentale, ossia la teoria delle prove sui modelli, direttamente interessata ad una esatta conoscenza delle leggi dei moti turbolenti; nella più gran

parte, per non dire nella totalità, dei fenomeni che riguardano le applicazioni tecniche, il movimento dei fluidi avviene secondo il regime turbolento e dalla entità e dalla forma di queste oscillazioni dipendono in modo essenziale molti elementi: la forza che il fluido esercita sopra gli ostacoli immersi o sulle pareti lambite, la quantità di calore che si trasmette fra parete solida e corrente fluida scorrente su di essa, la distribuzione della sedimentazione — polvere, sabbia — trasportata in sospensione dal fluido, e così via. È tutto un complesso di questioni e di problemi tecnici e scientifici di grande importanza quello che attende dallo studio della turbolenza la sua soluzione.

L'apparecchiatura qui descritta, pur non essendo la prima del genere, è tuttavia una delle prime, e presenta, sotto vari aspetti, sensibili pregi di maneggevolezza e di semplicità rispetto alle precedenti. Ove si pensi alla sensibilità che l'apparato deve avere — specialmente alle frequenze elevate, per le quali l'inerzia termica del filo anemometrico, usato come sonda nella ispezione del campo di velocità, maschera e nasconde quasi interamente il fenomeno che si vuole rilevare — s'intuisce quale delicatezza presenti l'attuazione di un complesso siffatto. Esso d'altro canto fornisce un esempio importante delle possibilità che la tecnica degli amplificatori a tubi elettronici mette a disposizione.

Non è questa la sede adatta a pubblicare notizia diffusa dei risultati sperimentali, che sono già stati conseguiti col nuovo dispositivo; ma si può riferire che essi sono molto incoraggianti ed offrono nuova prova della grande utilità di un'assidua collaborazione fra studiosi di scienze diverse.

LA REDAZIONE.

OSCILLATORI A TRANSCONDUTTANZA NEGATIVA A CAMPO FRENANTE NELLA CONVERSIONE DI FREQUENZA

ANDREA PINCIROLI

Si studia l'applicazione degli oscillatori a transconduttanza negativa del tipo a campo frenante nel problema della conversione di frequenza. Premesso un esame generale dei vari metodi, sin qui proposti, per la misura della transconduttanza di conversione di un tubo elettronico, si esamina la possibilità di adoperarli nel caso di un tubo a transconduttanza negativa del tipo a campo frenante. Si riportano e si discutono i risultati di un ciclo di misure, e si indicano le vie per un ulteriore sviluppo del problema.

1. - Oscillatori a transconduttanza negativa.

Sembra appropriato assegnare la denominazione di oscillatori a transconduttanza negativa, agli oscillatori formati da un circuito oscillatorio mantenuto in oscillazione da un tubo elettronico a transconduttanza negativa, nella connessione atta a fornire una resistenza differenziale negativa. Di questa importante categoria di oscillatori, la presente ricerca si riferisce essenzialmente a quelli comprendenti un tubo elettronico a campo frenante, nella connessione atta a fornire una resistenza differenziale negativa del tipo a comando di tensione [1].

La figura 1 rappresenta lo schema dell'oscillatore, il cui funzionamento, sostanzialmente, è il seguente. Un incremento istantaneo del potenziale tra i punti A e B (prodotto da un impulso qualsiasi) viene trasmesso dal condensatore C_0 all'elettrodo G_3. Se i parametri del tubo sono di valore opportuno, l'aumento istantaneo del potenziale all'elettrodo G_2 è accompagnato da una diminuzione della corrente che fluisce

(1) E. W. HEROLD: Negative resistance and devices for obtaining it - Proc. I. R. E., 1935, XXIII, p. 1201.
A. PINCIROLI: Stabilità di frequenza degli oscillatori a transconduttanza differenziale negativa del tipo a campo frenante - R. C. XLII Riunione A. E. I., 1937, III, n. 232.

all'elettrodo stesso. Il circuito oscillatorio risulta quindi in parallelo ad una resistenza differenziale negativa e, quando sia soddisfatta la nota diseguaglianza $| r_n | \leq R_d$ (r_n è la resistenza differenziale negativa ed R_d la resistenza equivalente del circuito oscillatorio), entra in oscillazione.

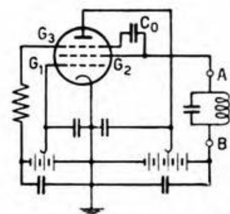


Fig. 1. — Schema di un oscillatore a transconduttanza negativa del tipo a campo frenante.

Questi oscillatori, di concezione relativamente recente (²), presentano gli stessi pregi degli oscillatori a dinatron, precisamente: semplicità (³), buona forma d'onda (⁴), elevata stabilità di frequenza (⁵); in più, presentano il vantaggio, da ritenersi fondamentale, di avere un'ottima permanenza di caratteristiche (non v'è infatti emissione secondaria).

I molti pregi, di cui abbiamo fatto cenno, hanno indicato l'opportunità di intraprendere lo studio della loro eventuale applicazione nel problema della conversione di frequenza.

2. - Tubi convertitori di frequenza o mescolatori.

Parecchie sono le grandezze ed i parametri che caratterizzano la « cifra di merito » di un tubo elettronico utilizzato nel problema della conversione di frequenza, o, più semplicemente, come mescolatore (⁶). In questo campo di applicazione, accanto al problema della stabilità di frequenza, ve ne sono svariatissimi altri e tra i più importanti figurano i seguenti: *a*) elevata amplificazione di conversione; *b*) basso rumore di fondo; *c*) elevata resistenza differenziale di placca; *d*) distorsione di forma e modulazione incrociata quanto più piccole è possibile; *e*) piccola reazione dell'oscillatore sul circuito di ingresso; ed altri, non meno importanti. Nel presente studio ci si limita a considerare i punti *a* e *c*.

(²) E. W. HEROLD: loc. cit. nota (¹).

(³) Quando si debba coprire una vasta gamma di frequenze mediante parecchie bobine di induttanza, il problema della commutazione risulta alquanto più semplice di quello che si avrebbe nel caso degli oscillatori di tipo convenzionale. Nel caso in esame infatti, basta commutare un solo terminale della bobina, mentre l'altro può restare permanentemente connesso.

(⁴) H. FAULSTICH: Sulla stabilità di frequenza degli oscillatori a transconduttanza differenziale negativa - A. F., 1939, VIII, p. 560.

(⁵) A. PINCIROLI: Trasduttori bipolari a caratteristica discendente (con particolare riguardo a quelli ottenuti mediante tubi elettronici a transconduttanza differenziale negativa) - R. C. XLII, Riunione A. E. I., 1937, III, n. 236.

(⁶) U. RUELLE: La conversione di frequenza nei ricevitori - R. C. XLI Riunione A. E. I., 1936, III, p. 67.

G. COCCI: I tubi elettronici nella conversione di frequenza - R. C. XLII Riunione A. E. I., 1937, III, n. 210.

3. - Transconduttanza di conversione.

La transconduttanza di conversione è definita dall'espressione:

$$S_c = \frac{\partial I_{am}}{\partial V_{g1}}, \quad [1]$$

ossia come la derivata della componente a frequenza somma o differenza della corrente anodica, rispetto alla tensione del segnale applicato alla griglia di comando.

Per la sua determinazione o misura sono stati proposti vari metodi, tra i quali ci limitiamo a considerare quelli più frequentemente adoperati. Un primo metodo, dovuto al Kammerloher (7), permette di determinare la transconduttanza di conversione partendo da una famiglia di caratteristiche statiche del tubo $I_a = f(V_{g1})$, per diversi valori di $V_{g2,3}$. Il metodo (8) conduce alla seguente relazione:

$$S_c = \frac{1}{2} \frac{\Delta S_1}{\Delta V_{g2,3}} \cdot V_{g2,3M}, \quad [2]$$

in cui: S_1 è la transconduttanza diretta; $V_{g2,3M}$, il valore massimo della tensione applicata contemporaneamente agli elettrodi G_2 e G_3. Si tratta quindi di determinare $\frac{\Delta S_1}{\Delta V_{g2,3}}$. Praticamente si opera nel seguente modo. Data una famiglia di caratteristiche $I_a = f(V_{g1})$, per diversi valori di V_{g3} (9), si determina graficamente la transconduttanza S_1, oppure con maggiore precisione, se ne effettua la misura(10); si disegna quindi la funzione $S_1 = f(V_{g3})$ per diversi valori di V_{g1} e si determina infine la tangente a tale curva (essa rappresenta il termine $\frac{\Delta S_1}{\Delta V_{g2,3}}$ che compare nella formula di Kammerloher).

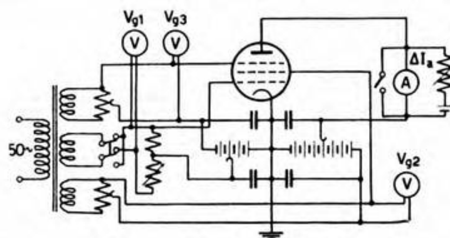


Fig. 2. — Disposizione per la misura della transconduttanza di conversione secondo il metodo di Wey.

Un secondo metodo, dovuto al Wey (11), costituisce un vero e proprio metodo di misura. Predisposto il circuito di figura 2, si applicano alle

(7) J. KAMMERLOHER: Die Theorie der Misch-Hexode - H. F. Techn. u. El. Ak., 1934, XLIII, p. 161.
(8) Si veda l'appendice I.
(9) Notasi che anche V_{g2} subisce la stessa variazione di V_{g3}.
(10) Molto opportuno è il metodo a ponte di Barkhausen.
(11) R. J. WEY: Heptode frequency changers - W. E., 1934, XI, p. 642.

griglie G_2 e G_3 una tensione alternata $V_{g2,3}$ di piccolo valore (intorno ad un volt) e, contemporaneamente, alla griglia G_1 una tensione alternata della stessa frequenza ma più piccola della precedente (intorno ad un decimo di volt), la quale, nelle due successive fasi della misura, deve risultare rispettivamente in fase ed in opposizione rispetto a $V_{g2,3}$. Si misura infine la variazione della componente continua della corrente anodica. In queste condizioni, la transconduttanza di conversione risulta espressa da (12):

$$[3] \qquad S_c = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{g1M}},$$

in cui: ΔI_a è la variazione della componente continua della corrente anodica; ΔV_{g1M}, il valore massimo della tensione alternata applicata alla griglia di comando.

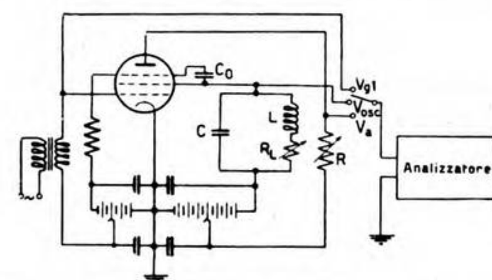


Fig. 3. — Disposizione per la misura diretta della transconduttanza di conversione.

Un terzo metodo infine, che discende direttamente dalla definizione di S_c, consiste nella misura diretta, utilizzando all'uopo la disposizione di figura 3. Sostanzialmente si opera nel seguente modo: applicata alla griglia G_1 una tensione alternata di frequenza f_i, si misura la componente alternativa della corrente anodica di frequenza $f_i \pm f_0$ (f_0 è la frequenza dell'oscillatore). In queste condizioni si ha:

$$[4] \qquad S_c = \frac{I_a}{V_{g1}},$$

in cui I_a e V_{g1} rappresentano il valore efficace (o quello massimo) rispettivamente della corrente anodica e della tensione applicata alla griglia G_1.

4. - Risultati sperimentali.

Il tubo elettronico sul quale si sono svolte le esperienze (13) è un pentodo della serie europea (Philips EF6), nel quale la griglia G_1 è stata utilizzata quale elettrodo di comando, le griglie G_2 e G_3 quali elettrodi dell'oscillatore.

Metodo di Kammerloher. — Per l'applicazione del metodo si è tracciata la famiglia di caratteristiche $I_a = f(V_{g1})$ per diversi valori di V_{g3},

(12) Si veda l'appendice II.
(13) Nel prelievo delle caratteristiche ha collaborato largamente H. Faulstich della « Technische Hochschule di Danzica ».

riportata nella figura 4. Allo scopo di conseguire una maggiore precisione, in luogo di determinare graficamente la transconduttanza (rappresentata dalla derivata prima delle curve di figura 4) si è effettuata la misura con metodo a ponte ([10]). In pratica interessa conoscere la transconduttanza nella parte rettilinea delle caratteristiche (fig. 4) e quindi si è limitato l'esame per valori di V_{g1} compresi tra —0,8 volt (in corrispondenza del quale ha inizio la corrente di griglia) e — 5 volt, ottenendo i risultati riportati nella figura 5. Mediante la derivata prima di quest'ultime curve, si è determinato $\frac{1}{2}\frac{\Delta S_1}{\Delta V_{g3}} = f(V_{g1})$ e si sono costruiti i grafici della figura 6. Notisi che, in base alla relazione di Kammerloher, tali curve rappresentano pure $S_c = f(V_{g1})$ per $V_{g3M} = 1$ volt (V_{g3M} è il valore massimo di V_{g3}). Dall'esame di esse si nota anzitutto che esiste una regione, relativamente ampia, in corrispondenza della quale la transconduttanza di conversione presenta il più grande valore; tale regione risulta per V_{g1} compreso tra — 0,8 e — 3 volt. Per determinare infine il valore più opportuno da assegnare alla tensione V_{g3}, mediante la famiglia di curve riprodotte nella figura 6, si è tracciata quella riportata nella figura 7. Giova notare che anche queste ultime curve, analogamente a quelle di figura 6, forniscono valori di $\frac{1}{2}\frac{\Delta S_1}{\Delta V_{g3}}$ (che, come abbiamo detto, è proporzionale ad S_c) praticamente costanti, per V_{g3} compreso entro limiti relativamente estesi (tra — 1 e — 5 volt).

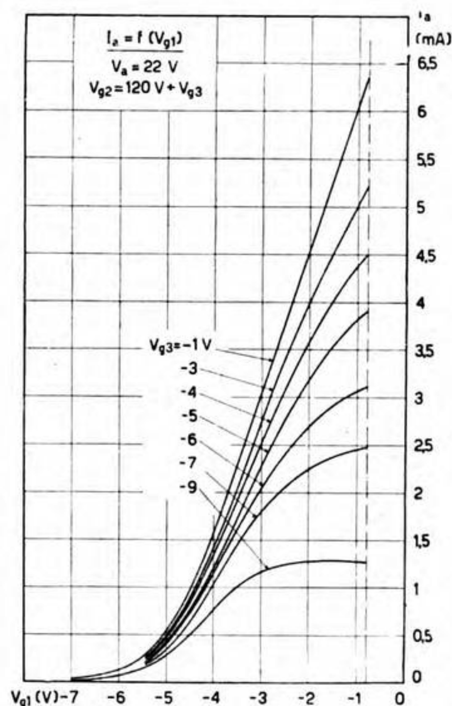


Fig. 4. — Famiglia di caratteristiche $I_a = f(V_{g1})$, per diversi valori della tensione V_{g3}.

Metodo di Wey. — I risultati ottenuti nell'applicazione del metodo sono compendiati nella figura 8, nella quale sono riportate le curve $S_c = f(V_{g3})$ per tre distinti valori di V_{g1}. Comparando questi risultati con quelli ottenuti col metodo di Kammerloher (fig. 7), si notano sco-

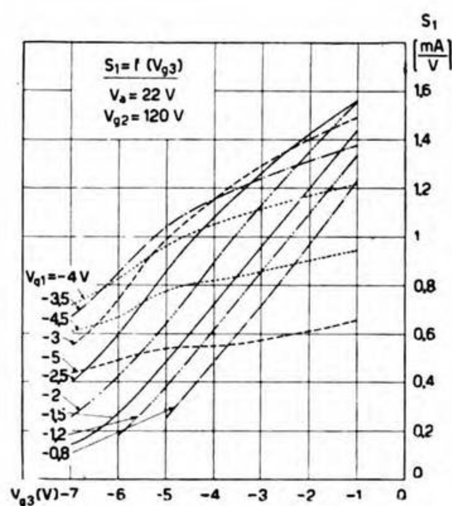


Fig. 5. — Famiglia di curve $S_1 = f(V_{g3})$, per diversi valori di V_{g1}.

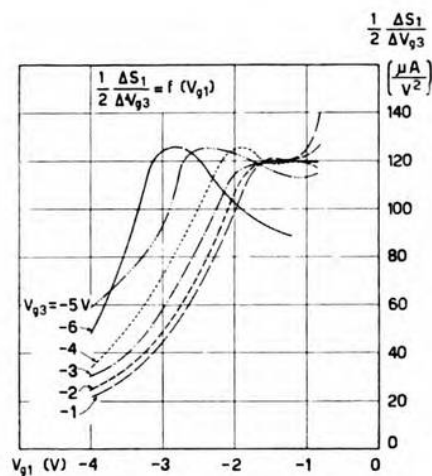


Fig. 6. — Famiglia di curve $\frac{1}{2}\frac{\Delta S_1}{\Delta V_{g3}} = f(V_{g1})$, per diversi valori di V_{g3}.

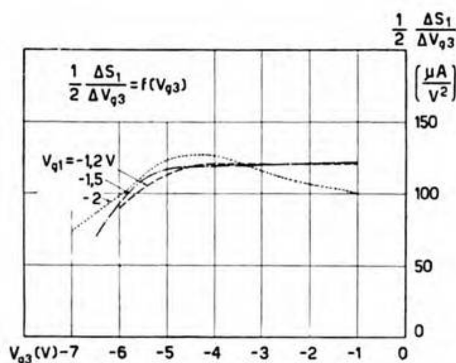


Fig. 7. — Famiglia di curve $\frac{1}{2}\frac{\Delta S_1}{\Delta V_{g3}} = f(V_{g3})$, per diversi valori di V_{g1}, dedotta graficamente dalla famiglia di curve riportata nella figura 5 (metodo di Kammerloher).

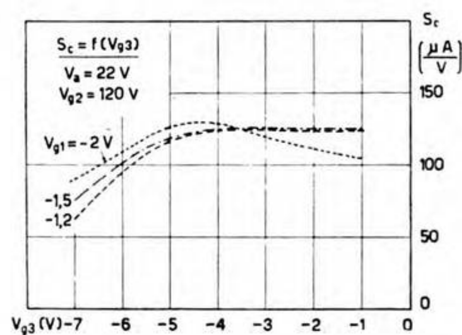


Fig. 8. — Famiglia di curve $S_c = f(V_{g3})$, per diversi valori di V_{g1} (metodo di Wey).

stamenti tra i rispettivi valori di S_c che sono da ritenere piccoli, ricordando le varie cause di inesattezza proprie dei due metodi ([14]).

Metodo per misura diretta. — I risultati ottenuti nella misura diretta della transconduttanza di conversione al variare della tensione dell'oscillatore (espressa in valore massimo) e per due distinti valori di V_{g1} sono riportati nella figura 9. Dall'esame delle curve si nota anzitutto che il massimo della transconduttanza di conversione si manifesta in corrispondenza di una tensione $V_{oscM} = 5$ volt e che inoltre il più grande valore di S_c si ha per una tensione di polarizzazione della griglia di comando (V_{g1}) di — 2,2 volt. Si noti infine che il valore della transconduttanza di conversione nel punto P (in corrispondenza del quale $V_{oscM} = 1$ volt e $V_{g1} = -1,5$ volt) è molto prossimamente uguale a quello ottenuto con gli altri due metodi (fig. 7 e 8).

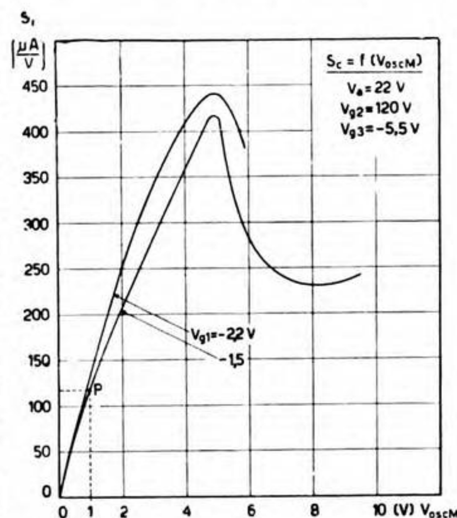


Fig. 9. — Andamento della conduttanza di conversione (S_c), in funzione del valore massimo della tensione dell'oscillatore (V_{oscM}), per due distinti valori di V_{g1}.

Resistenza differenziale di placca. — Il semplice esame della famiglia di caratteristiche $I_a = f(V_a)$, per diversi valori rispettivamente di V_{g1} e di V_{g3}, riportata nella figura 10, indica che la resistenza differenziale di placca r_a deve risultare piccola in quanto, dato il basso valore della tensione di placca ([15]) (intorno a 22 volt), il punto di funzionamento giace nella regione delle curve in cui la pen-

([14]) Nel metodo di Kammerloher le cause di errore sono prevalentemente da attribuirsi all'inevitabile inesattezza che si commette nella valutazione grafica della derivata delle curve $S_1 = f(V_{g3})$, nel metodo di Wey invece esse sono prevalentemente dovute: alla non perfetta condizione di concordanza e di opposizione di fase delle due tensioni V_{g1} e V_{g3}; alla instabilità dello strumento a corrente continua predisposto per misurare ΔI_a; al fatto che questo metodo è atto a fornire risultati attendibili soltanto nell'ipotesi che il tratto di caratteristica $I_a = f(V_a)$ interessato nella misura sia rettilineo.

([15]) La condizione di massima stabilità di frequenza [A. Pinciroli: loc. cit. nota ([1])] per il tubo sul quale si sono condotte le esperienze si ha per le tensioni seguenti: $V_{g1} = -0,8$ volt, $V_{g2} = 100$ volt, $V_{g3} = -6$ volt, $V_a = 22$ volt.

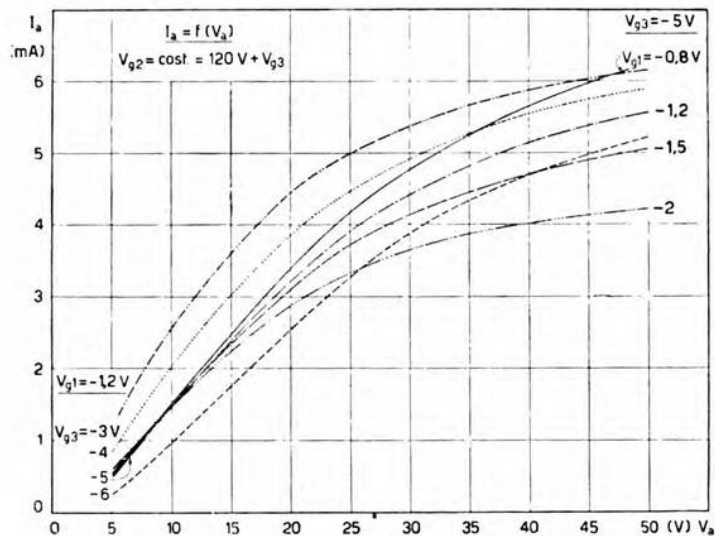


Fig. 10. — Famiglia di caratteristiche statiche $I_a = f(V_a)$, per diversi valori di V_{g1} e di V_{g3}.

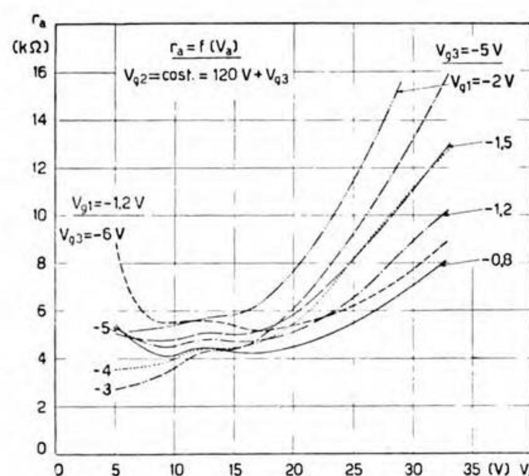


Fig. 11. — Famiglia di curve $r_a = f(V_a)$, per diversi valori di V_{g1} e di V_{g3}.

denza è molto grande. Nella figura 11 sono riportati i valori di r_a in funzione della tensione di placca V_a [10]. Il particolare andamento delle curve nella regione estendentesi tra 10 e 15 volt, presumibilmente, è da attribuirsi all'esistenza di un catodo virtuale.

5. - Conclusioni.

Il valore della resistenza differenziale di placca nella regione in cui la stabilità dell'oscillatore è molto grande, è certamente assai basso e non si può quindi pensare di utilizzare il tubo che è stato oggetto della presente ricerca nel problema della conversione di frequenza nel caso in cui la frequenza somma o differenza $f_m = f_0 \pm f_i$ (f_0 è la frequenza dell'oscillatore, f_i quella del segnale) giaccia nella gamma delle frequenze radio (ad esempio nel caso dei radioricevitori); sembra invece utilizzabile nel caso in cui la frequenza f_m sia compresa nella gamma delle frequenze acustiche (ad esempio nel caso dei generatori di frequenze acustiche del tipo a battimenti).

Si ritiene però che costruendo un tubo elettronico speciale con cinque griglie, delle quali tre atte a compiere le stesse funzioni di quelle del tubo a tre griglie sul quale si sono condotte le esperienze di cui si dà notizia e le altre due atte a costituire un efficiente schermo elettrostatico, si potrebbe ovviare agli inconvenienti riscontrati ([16]).

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

APPENDICE I.

Metodo di Kammerloher per la determinazione della transconduttanza di conversione.

Il principio del metodo ([17]) è il seguente. Sia data una terna di assi coordinati (fig. 12); l'asse Z rappresenti la corrente di placca I_a, l'asse X la tensione V_{g1} della griglia di comando (G_1) e l'asse Y la tensione $V_{g2,3}$. Sia A il punto di funzionamento. Un incremento ΔV_{g1}, della tensione V_{g1}, produce una variazione ΔI_{a1} della corrente di placca. Dall'esame della figura si deduce:

[5] $$\Delta I_{a1} = S_1 \, \Delta V_{g1} \, ,$$

in cui S_1 rappresenta la transconduttanza $\dfrac{\Delta I_a}{\Delta V_{g1}}$ nel punto di funzionamento A.

Se ora incrementiamo $V_{g2,3}$ di $\Delta V_{g2,3}$, la corrente di placca assume il valore rappresentato dal segmento GD. Indichiamo con $\Delta I'_{a2,3}$ il nuovo incremento assunto dalla corrente anodica; dall'esame della figura si desume:

([16]) Esperienze in tal senso sono tuttora in corso di sviluppo. Ci si ripromette di riferire i risultati nel seguito.

([17]) Loc. cit. nota ([7]).

[6] $$\Delta I'_{a2,3} = S'_{2,3}\, \Delta V_{g2,3}\,,$$

in cui $S'_{2,3}$ rappresenta la transconduttanza $\dfrac{\Delta I_a}{\Delta V_{g2,3}}$ nel punto B.

Dalla figura si può altresì desumere:

[7] $$\Delta I'_{a2,3} = \Delta I_{a2,3} + (\Delta I'_{a1} - \Delta I_{a1})\,,$$

in cui:

[8] $$\Delta I'_{a1} = S'_1\, \Delta V_{g1}$$

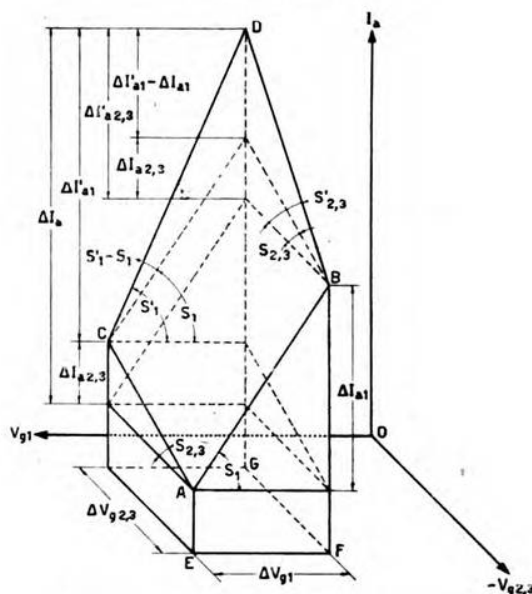


Fig. 12. — Costruzione di Kammerloher.

ed S'_1 rappresenta la transconduttanza $\dfrac{\Delta I_a}{\Delta V_{g1}}$ nel punto C.

Si desume inoltre:

[9] $$\Delta I'_{a1} - \Delta I_{a1} = (S'_1 - S_1)\, \Delta V_{g1}\,,$$

in cui $S'_1 - S_1$ è la differenza tra le transconduttanze $\dfrac{\Delta I_a}{\Delta V_{g1}}$ nei punti C ed A.

Inoltre si ha:

[10] $$\Delta I_{a2,3} = S_{2,3}\, \Delta V_{g2,3}\,,$$

in cui $S_{2,3}$ è la transconduttanza $\dfrac{\Delta I_a}{\Delta V_{g2,3}}$ nel punto A.

Sostituendo la [9] e la [10] nella [7] si ottiene:

[11] $$\Delta I'_{a2.3} = S_{2,3}\,\Delta V_{g2.3} + (S'_1 - S_1)\,\Delta V_{g1}\,.$$

Dalla figura si desume inoltre:

[12] $$\Delta I_a = \Delta I_{a1} + \Delta I'_{a2.3}\,.$$

Sostituendo la [5] e la [11] nella [12] si ha:

[13] $$\Delta I_a = S_1\,\Delta V_{g1} + S_{2,3}\,\Delta V_{g2,3} + (S'_1 - S_1)\,\Delta V_{g1}\,,$$

che si può anche scrivere:

[13'] $$\Delta I_a = S_1\,\Delta V_{g1} + S_{2,3}\,\Delta V_{g2.3} + \frac{S'_1 - S_1}{\Delta V_{g2.3}}\,\Delta V_{g1}\,\Delta V_{g2,3}\,,$$

nella quale $S'_1 - S_1 = \Delta S_1$ rappresenta la variazione della transconduttanza, prodotta da una variazione della tensione $V_{g2.3}$.

Supposte le tensioni sinoidali e di piccola ampiezza:

[14] $$\Delta V_{g1} = V_{g1M} \operatorname{sen} \omega_1 t\,,$$

[15] $$\Delta V_{g2.3} = V_{g2.3M} \operatorname{sen} \omega_2 t\,.$$

In base alla relazione [13'] si ha:

[16] $$\begin{aligned} i_a &= S_1\,V_{g1M} \operatorname{sen} \omega_1 t + S_{2,3}\,V_{g2.3M} \operatorname{sen} \omega_2 t + \\ &+ \frac{\Delta S_1}{\Delta V_{g2.3}}\,V_{g1M}\,V_{g2,3M} \operatorname{sen} \omega_1 t \operatorname{sen} \omega_2 t\,. \end{aligned}$$

Di tutti i termini della relazione [16], interessa solo quello che contiene le due pulsazioni; si ottiene così:

[17] $$i'_a = \frac{\Delta S_1}{\Delta V_{g2.3}}\,V_{g1M}\,V_{g2.3M}\,\frac{1}{2}\,[\cos(\omega_1 - \omega_2)\,t - \cos(\omega_1 + \omega_2)\,t]\,.$$

Considerando la sola pulsazione $\omega_1 - \omega_2$, il valore della corrente di placca risulta:

[18] $$i''_a = (i'_a)_{\omega_1 - \omega_2} = \frac{1}{2}\,\frac{\Delta S_1}{\Delta V_{g2.3}}\,V_{g1M}\,V_{g2,3M} \cos(\omega_1 - \omega_2)\,t\,,$$

da cui, per $\omega_1 = \omega_2$, si ottiene infine la formula [2]:

$$S_c = \frac{(i''_a)_{\omega_1 = \omega_2}}{V_{g1M}} = \frac{1}{2}\,\frac{\Delta S_1}{\Delta V_{g2,3}}\,V_{g2,3M}\,.$$

APPENDICE II.

Applicabilità del metodo di Wey per la misura della transconduttanza di conversione.

Il Wey ha dimostrato ([18]) che se in un tubo elettronico variatore di frequenza si applicano alla griglia di comando ed alla griglia dell'oscillatore due tensioni alternate della stessa frequenza e si varia quindi di 180° la fase della tensione applicata alla griglia di comando, dalla misura della variazione della componente continua della corrente di placca che ne risulta, è possibile dedurre il valore della transconduttanza di conversione. La formula data dal Wey è la seguente (formula [3]):

$$S_c = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{g1M}} ,$$

in cui ΔI_a è la variazione della corrente continua di placca e V_{g1M} è il valore massimo della tensione alternata applicata alla griglia di comando.

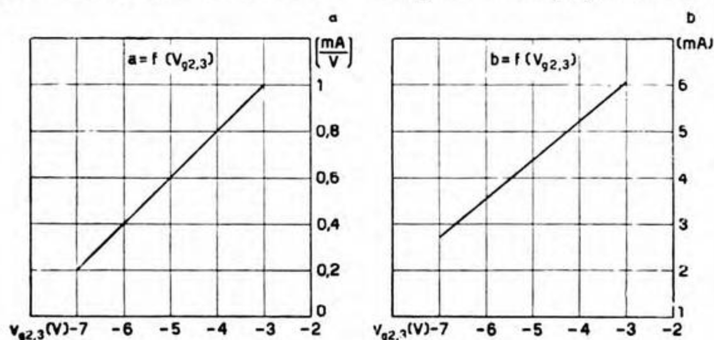


Fig. 13. — Andamento dei coefficienti *a* e *b* della relazione [19'] in funzione di $V_{g2,3}$.

La dimostrazione della relazione [3] data dal Wey, vale soltanto per tubi elettronici le cui caratteristiche statiche soddisfano la relazione:

$$I_a = \alpha V_0 + \beta V_0^2 . \qquad [19]$$

Poichè il tubo elettronico su cui si sono svolte le esperienze non soddisfa la [19], si è ricavata una relazione valida per le caratteristiche statiche del tubo stesso.

Supposte, per un breve tratto, le caratteristiche $I_a = f(V_a)$ rettilinee, possiamo scrivere:

$$I_a = a V_{g1} + b , \qquad [19']$$

in cui *a* e *b* sono due coefficienti, funzioni della tensione $V_{g2,3}$. Supposto

([18]) Loc. cit. nota ([11]).

inoltre che le funzioni $a = f(V_{g2,3})$ e $b = f(V_{g2,3})$ siano rappresentabili mediante una retta (fig. 13), possiamo scrivere:

[20] $$a = A V_{g2,3} + B \, , \qquad b = C V_{g2,3} + D \, ;$$

sostituendo le [20] nella [19'], si ottiene:

[21] $$I_a = (A V_{g2,3} + B) V_{g1} + C V_{g2,3} + D \, .$$

Con l'applicazione agli elettrodi G_2, G_3 e G_1 di tensioni sinoidali di valore molto piccolo (perchè sia interessato soltanto un elemento rettilineo della caratteristica), il valore totale delle tensioni applicate ai vari elettrodi risulta:

[22] $$v_{g2,3} = V_{g2,3} + V_{g2,3M} \operatorname{sen} \omega_2 t \, ,$$

[23] $$v_{g1} = V_{g1} + V_{g1M} \operatorname{sen} \omega_1 t \, .$$

Sostituendo la [22] e la [23] nella [21] si ottiene:

[24] $$i_a = [A (V_{g2,3} + V_{g2,3M} \operatorname{sen} \omega_2 t) + B] (V_{g1} + V_{g1M} \operatorname{sen} \omega_1 t) + C (V_{g2,3} + V_{g2,3M} \operatorname{sen} \omega_2 t) + D \, .$$

Di tutti i termini dello sviluppo, interessa solo quello che contiene le due pulsazioni, il quale risulta:

[25] $$i'_a = A V_{g2,3M} V_{g1M} \operatorname{sen} \omega_2 t \operatorname{sen} \omega_1 t \, ,$$

[26] $$i'_a = A V_{g2,3M} V_{g1M} \frac{1}{2} [\cos (\omega_1 - \omega_2) t - \cos (\omega_1 + \omega_2) t] \, .$$

La condizione di concordanza e di opposizione di fase, come è noto, è esprimibile ponendo nella relazione [26] rispettivamente $\omega_1 = \omega_2$ e $\omega_1 = - \omega_2$, e cioè, per $\omega_1 = \omega_2 = \omega$:

[27] $$i''_a = A V_{g1M} V_{g2,3M} \frac{1}{2} (1 - \cos 2 \omega t) \, ;$$

per $\omega_1 = - \omega_2 = \omega$:

[28] $$i'''_a = A V_{g1M} V_{g2,3M} \frac{1}{2} (\cos 2 \omega t - 1) \, .$$

Sottraendo le sole componenti continue delle correnti espresse dalle relazioni [27] e [28], si ha:

[29] $$\Delta I_a = A V_{g1M} V_{g2,3M} \, .$$

Se si ricorda che a noi interessa soltanto una delle due pulsazioni $\omega_1 \pm \omega_2$, ed altresì che entrambe portano la stessa variazione della componente continua della corrente (come facilmente si vede dall'esame delle relazioni [27] e [28]), il risultato deve essere diviso per 2, ottenendo infine:

$$S_c = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{g1M}} = \frac{1}{2} A V_{g2,3M} \, .$$

ANALIZZATORE DI TURBOLENZA

GIUSEPPE DILDA

Viene descritta un'apparecchiatura per l'analisi della turbolenza nelle gallerie aerodinamiche, attuata per il Laboratorio di Aeronautica del R. Politecnico di Torino.

Tale apparecchiatura consiste anzitutto di un filo anemometrico di platino del diametro di 0,01 mm e della lunghezza di alcuni millimetri, montato su un conveniente supporto, il quale permette di disporre ed orientare il filo anemometrico in opportune posizioni nella sezione di prova della galleria aerodinamica. Il filo è portato ad una temperatura elevata mediante una corrente continua. Le variazioni di resistenza provocate per effetto del raffreddamento dovuto alla turbolenza fanno sì che all'estremità del filo si manifesti una differenza di potenziale variabile; questa viene amplificata da un adatto amplificatore, il quale provvede altresì a compensare gli effetti dell'inerzia termica del filo.

L'amplificatore comprende quattro stadi in cascata ed ha un'amplificazione complessiva di circa 1 000 000. Un così grande valore è necessario, perchè il circuito che procura la compensazione dell'inerzia termica del filo (inserito fra il secondo e il terzo stadio dell'amplificatore) permette di utilizzare soltanto una frazione della tensione utile. L'esigenza di una tale amplificazione estesa anche alle frequenze più basse, ove è distribuita la maggior parte dell'energia corrispondente ai fenomeni di turbolenza, ha condotto a superare notevoli difficoltà nell'attuazione dell'amplificatore.

Si descrivono inoltre lo strumento di misura terminale, costituito da un milliamperometro a termocoppia convenientemente protetto, e il circuito a ponte, che ha l'ufficio di consentire la taratura dell'intero dispositivo in modo da ottenere la correzione dell'inerzia termica. Sono riportati i grafici ed i risultati sperimentali che mostrano il comportamento dell'apparecchiatura e le sue possibilità di applicazione.

1. - Premesse.

È noto che una corrente fluida può scorrere in « regime laminare » o in « regime turbolento ». Nel regime laminare le particelle del fluido (supposte grandi rispetto alle dimensioni molecolari) seguono traiettorie continue, laddove nel regime turbolento queste ultime sono oltre-

modo complesse ed irregolari, cosicchè il moto del fluido è accompagnato da un energico rimescolamento delle sue particelle. Ciò viene talora espresso dicendo che fra le diverse traiettorie continue o medie della corrente fluida si verifica uno « scambio turbolento » di particelle o di vortici elementari. In realtà anche nel moto dei fluidi in regime laminare si ha uno scambio dovuto all'agitazione molecolare (« scambio molecolare »), ma questo è di entità estremamente più piccola. Infatti, a titolo di esempio, per il solo effetto dello scambio molecolare, con una velocità media del vento di 10 m/s, una sorgente di fumo puntiforme determina una scia, la cui sezione va aumentando con l'allontanarsi dalla sorgente. Considerando la sezione circolare della scia che contiene il 90 % di tutto il fumo, essa, nel regime laminare, dovrebbe avere un diametro di circa 12 mm a 10 m di distanza e di circa 12 cm a 1000 m (perchè la diffusione dovuta all'agitazione molecolare è proporzionale alla radice quadrata del tempo e, per velocità uniforme, anche alla radice quadrata della distanza). In realtà la diffusione del fenomeno è in pratica molto più rapida. Ciò dipende appunto dalla turbolenza, sempre presente, in misura più o meno grande, nei moti dell'atmosfera. In generale il regime laminare si manifesta solo eccezionalmente, per esempio nel moto di fluidi molto viscosi e densi come l'olio, nei capillari, e via dicendo.

Mentre lo studio del regime laminare e dei fenomeni relativi, essendo connesso al concetto di scambio molecolare, può essere svolto per via analitica con metodi statistici, lo studio dello scambio turbolento presenta difficoltà maggiori, perchè nel primo caso le entità che determinano lo scambio, essendo le molecole, sono ben definite, nel secondo invece essendo particelle ovvero piccoli vortici del fluido stesso, risultano di grandezza continuamente variabile e non ben definite.

La turbolenza di un fluido determina importanti effetti e sopra tutto cambia radicalmente l'ordine di grandezza della resistenza di attrito superficiale, del trasporto di calore, della diffusione di un fluido in un altro, e così via.

Particolare importanza assume perciò in aerotecnica lo studio della turbolenza dell'aria, ch'è il mezzo nel quale si muovono gli aeromobili. È noto ad esempio che la resistenza che un mobile incontra ad avanzare nel suo mezzo quando la « portanza » (componente della forza aerodinamica risultante normale al moto) è nulla, consta essenzialmente di due parti: la « resistenza di pressione » e la « resistenza di attrito ». Ora, quest'ultima, per aeroplani a buon profilo aerodinamico, può partecipare fino al 60 % della resistenza totale e poichè tale resistenza di attrito dipende dalla turbolenza del mezzo, resta dimostrata l'importanza dello studio di questa. In particolare le prove fatte su modelli in gallerie aerodinamiche diverse non sono confrontabili fra loro se non si conosce il grado di turbolenza del vento prodotto dalla galleria.

Occorre infine accennare al fatto che la turbolenza non produce unicamente effetti dannosi; essa può, in determinate circostanze, aumen-

tare la portanza di un'ala, perchè evita, o riduce, il distacco della vena sulla sua superficie superiore (depressa).

Lo studio della turbolenza, oltre che analiticamente, è stato affrontato sperimentalmente per varie vie: trattandosi di fenomeni relativamente macroscopici si è tentato in diversi modi di rendere visibili le traiettorie delle particelle fluide; si è studiato il comportamento di una sfera di dimensioni e caratteristiche prefissate in una corrente fluida più o meno turbolenta, e simili.

Un mezzo d'indagine molto delicato, ma che promette di fornire buoni risultati, è quello che qui si vuole descrivere dal punto di vista dell'esame delle apparecchiature elettriche attuate allo scopo. Il metodo consiste nel disporre nella corrente d'aria, generalmente ottenuta in una galleria aerodinamica, un sottilissimo filo di platino del diametro di circa 0,01 mm e della lunghezza di alcuni millimetri ($4 \div 6$), percorso da una corrente continua, che porta il filo ad una temperatura che può raggiungere al massimo i 400 o 500°C. Questo filo, per effetto delle fluttuazioni della velocità, fluttuazioni che si identificano con il fenomeno della turbolenza, subisce corrispondenti fluttuazioni di temperatura e quindi di resistenza. Queste, a loro volta, producono all'estremità del filo variazioni della caduta di tensione, che vengono portate all'ingresso di un amplificatore, all'uscita del quale è inserito uno strumento a termocoppia. Tale strumento permette di leggere in definitiva un valore proporzionale alla radice quadrata della media dei quadrati delle fluttuazioni di velocità del vento. Mediante un oscillografo a raggi catodici è altresì possibile ricavare un oscillogramma dei valori istantanei di queste fluttuazioni di velocità intorno al valor medio.

Sfortunatamente per la semplicità delle misure, il filo presenta inerzia termica dipendente dalle sue dimensioni e caratteristiche fisiche, per cui le variazioni della caduta di tensione all'estremità di esso non sono, nè proporzionali, nè in fase con le fluttuazioni di velocità. Più precisamente, le variazioni di potenziale risultano tanto più piccole e in ritardo di fase rispetto alle fluttuazioni di velocità, quanto più queste sono repentine. Occorre quindi che l'amplificatore che raccoglie tali tensioni sia attuato in modo da compensare l'effetto dell'inerzia termica del filo. Perciò esso dovrà permettere di ottenere un'amplificazione crescente col crescere della frequenza, in maniera complementare alla diminuzione della tensione entrante, ed anche un complementare anticipo di fase, che risulterà pure crescente con la frequenza. Si rende inoltre necessaria la verifica complessiva di rispondenza dell'apparecchiatura, in modo che sia possibile constatare l'avvenuta compensazione, ossia la linearità d'insieme.

Questi due fatti complicano notevolmente l'attuazione dell'apparecchiatura, che è stata studiata dallo scrivente per incarico del Laboratorio di Aeronautica del R. Politecnico di Torino, secondo le indicazioni date dal professore C. Ferrari sui requisiti cui si voleva soddisfare.

Essa, montata su pannelli normalizzati, comprende le seguenti quattro parti: un circuito di equilibrio costituito da un adatto ponte

di Wheatstone comprendente uno o due fili anemometrici; un amplificatore delle differenze di potenziale alternative che si manifestano alle estremità dei fili anemometrici; un circuito compensatore dell'inerzia termica del filo; un circuito di misura.

Per maggiore chiarezza ricorderemo brevemente i risultati dello studio sul comportamento di un filo caldo investito da un fluido in moto con velocità variabile, attenendoci principalmente ad una memoria di Dryden e Kuethe (1). Tali risultati rivestono una particolare importanza ai fini del progetto dell'apparecchiatura che chiameremo *analizzatore di turbolenza*.

2. - Inerzia termica del filo anemometrico.

Gli studi ora ricordati hanno permesso di definire una costante di tempo τ relativa al comportamento elettrotermico del filo. Tale costante è data da:

[1] $$\tau = 4{,}2\, c_p \frac{\delta S^2}{\varrho} \frac{(T - T_0)}{I_0^2},$$

dove:

T_0 = temperatura ambiente (°C);
T = temperatura effettiva del filo (°C);
δ = densità del filo (per il platino uguale a 21,37 g/cm³);
ϱ = resistività del filo alla temperatura ambiente (per il platino uguale a 12 μΩ · cm);
S = area della sezione del filo (cm²);
I_0 = corrente continua riscaldatrice (A);
c_p = calore specifico del filo $\left(\text{per il platino uguale a } 0{,}037 \frac{\text{mCal}}{\text{g} \cdot {}^\circ\text{C}}\right)$.

Se le fluttuazioni di velocità si suppongono sinusoidali di pulsazione ω, il rapporto fra la componente alternativa utile V_ω della caduta di tensione sul filo e quella ideale V che si avrebbe nell'ipotesi che l'inerzia termica fosse nulla, risulta:

[2] $$\frac{V_\omega}{V} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}.$$

Inoltre il ritardo di fase fra la tensione utile e l'oscillazione di velocità che la genera è dato dall'angolo α che soddisfa alla condizione:

[3] $$\tan \alpha = \omega \tau .$$

Per una fluttuazione comunque irregolare della velocità, considerato un intervallo di tempo finito, è sempre teoricamente possibile sviluppare

(1) H. L. Dryden a. A. M. Kuethe: The measurement of fluctuations of air speed by the hot-wire anemometer - Reports National Advisory Committee for Aeronautics (U. S. A.), 1929, 320.

la funzione rappresentativa in serie di Fourier e per ogni termine della serie sono applicabili le [2] e [3].

È evidente che per ottenere una tensione utile meno decrescente al crescere della frequenza e meno ritardata di fase, occorre che la costante di tempo risulti, per quanto possibile, piccola, ciò che, come scende dall'esame della [1], si ha riducendo il diametro del filo caldo. Nell'apparecchiatura che viene qui descritta il filo anemometrico è del diametro di 0,01 mm. Ammettendo che per $I_0 = 0{,}085$ A, con il filo sottoposto al vento nella galleria, sia $T - T_0 = 125$°C, si ha $\tau = \sim 0{,}003$ s. Assumendo questo valore della costante di tempo del filo si sono calcolati, con la [2] e con la [3], i valori del rapporto di riduzione della tensione utile per effetto dell'inerzia del filo, per diversi valori della frequenza, e i corrispondenti valori di tan α. I risultati sono riassunti nella tabella I.

TABELLA I.

Frequenza (Hz)	2	5	10	20	50
$\omega\tau = \tan\alpha$	0,0377	0,0942	0,1884	0,377	0,942
$1/\sqrt{1+\omega^2\tau^2}$	1	0,996	0,984	0,936	0,730
Frequenza (Hz)	100	200	500	1000	2000
$\omega\tau = \tan\alpha$	1,884	3,77	9,42	18,84	37,7
$1/\sqrt{1+\omega^2\tau^2}$	0,470	0,256	0,106	0,053	0,026

3. - Compensazione dell'inerzia termica del filo.

Per ovviare all'inerzia si è pensato anche ad una compensazione calcolata partendo dall'oscillogramma della tensione utile, ma è facile immaginare come, sebbene teoricamente possibile, tale correzione sia praticamente inattuabile data la complessità degli oscillogrammi.

Invece si può osservare, che la riduzione di ampiezza e il ritardo di fase, presentati dalla tensione utile all'estremità del filo rispetto alla tensione che si dovrebbe idealmente stabilire in assenza di inerzia termica, sono, per esempio, analoghi alla riduzione ed al ritardo che la corrente subisce percorrendo un circuito comprendente resistenza ed induttanza in serie. Su un tale circuito alimentato con tensione costante, il rapporto fra la corrente I'_ω di pulsazione ω e quella I' che circolerebbe se la pulsazione fosse nulla risulta:

$$\frac{I'_\omega}{I'} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 (L/R)^2}},$$

analoga alla [2], ove la costante di tempo τ è sostituita da quella del circuito elettrico L/R. Viceversa, se il circuito sopra considerato si fa percorrere da una corrente costante, il rapporto fra le tensioni V'_ω e V' risulta:

[4] $$\frac{V'_\omega}{V'} = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 (L/R)^2}}{1};$$

si può quindi per questa via ottenere la compensazione desiderata, a condizione che sia:

[5] $$\frac{L}{R} = \tau .$$

Tale principio è stato applicato nelle apparecchiature americane costruite dal « Bureau of Standards » (²), usando come circuito di accoppiamento fra due stadi dell'amplificatore (al cui ingresso viene applicata la tensione derivata dal filo), il circuito correttore indicato in figura 1, in cui L ed R sono l'induttanza e la resistenza all'estremità delle quali viene raccolta la tensione utile corretta. Esse fanno parte di un circuito (R_1, L, R) derivato sulla resistenza di carico R_u del tubo precedente, circuito la cui impedenza è praticamente indipendente dalla frequenza, perchè la resistenza R_1 è molto grande in confronto ad L in tutto il campo di frequenze che interessano, campo che in effetto si estende fra 0 e 2000 ÷ 3000 Hz. In questo modo la corrente che percorre il circuito correttore è in pratica proporzionale alle tensioni utili d'ingresso. Perciò il rapporto fra la tensione V'_ω utilizzata fra i morsetti AB e quella teorica V, quale si dovrebbe stabilire all'estremità del filo nell'ipotesi che l'inerzia termica fosse nulla, risulta:

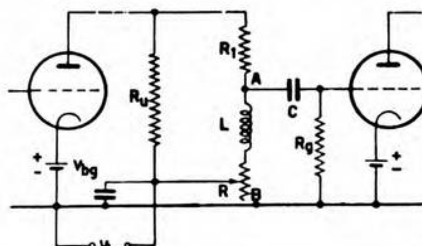


Fig. 1. — Circuito compensatore dell'inerzia termica del filo anemometrico.

$$\frac{V'_\omega}{V} = \frac{V'_\omega}{V'}\,\frac{V_\omega}{V}\,\frac{V'}{V_\omega} = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 (L/R)^2}}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}\,\frac{V'}{V_\omega};$$

(²) W. C. Mock Jr. a. H. L. Dryden: Improved apparatus for the measurement of fluctuations of air speed in turbulent flow - Reports National Advisory Committee for Aeronautics (U. S. A.), 1932, 448.
W. C. Mock Jr.: Alternating current equipment for the measurement of fluctuations of air speed in turbulent flow - Reports National Advisory Committee for Aeronautics (U. S. A.), 1937, 598.

nell'ipotesi che sia verificata la [5] si ha:

$$\frac{V'_\omega}{V} = \frac{V'}{V_\omega} = A_1,$$

ossia V'_ω/V si può ritenere costante, il che significa che la correzione è stata conseguita. Infatti V'/V_ω è il rapporto fra la tensione di uscita ottenuta fra i morsetti AB nell'ipotesi di tensione con pulsazione nulla (ovvero nell'ipotesi di valore nullo di L) e la tensione effettiva d'ingresso all'amplificatore. In altre parole, il rapporto sopra considerato è uguale all'amplificazione fornita dall'amplificatore, dall'ingresso fino ai morsetti AB, supponendo $L = 0$. Tale rapporto, nei limiti di linearità della caratteristica di frequenza dell'amplificatore, è costante.

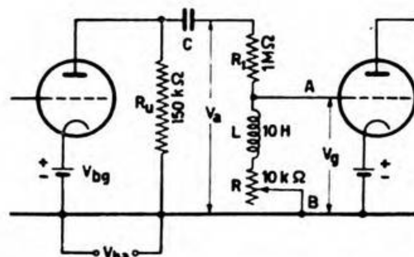


Fig. 2. — Circuito compensatore modificato.

Nell'apparecchiatura che qui si descrive è stata portata qualche modifica al circuito di correzione il quale corrisponde quindi a quello rappresentato in figura 2. I vantaggi di questo sono dovuti al fatto che il circuito compensatore (L, R) non è sotto tensione continua, ma bensì ha una estremità connessa a terra; inoltre sul circuito non è derivata la resistenza R_g. Infine, poichè nel circuito di correzione la tensione utile è una piccola frazione della tensione di uscita del tubo precedente, cosicchè la tensione d'ingresso del secondo tubo può essere dello stesso ordine di grandezza di quella generata nel filo caldo, possono assumere importanza le « tensioni di rumore » dovute alle fluttuazioni della corrente.

È noto che, entro certi limiti, tale tensione di rumore diminuisce al diminuire della resistenza del circuito di griglia, quindi anche sotto questo riguardo il circuito della figura 2 è assai più conveniente.

La scelta della resistenza R_1 deve essere fatta in base al compromesso di ottenere una buona compensazione con una riduzione non eccessiva del segnale utile. Si ha infatti:

[6] $$\frac{V_g}{V_a} = \frac{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}{\sqrt{(R_1 + R)^2 + \omega^2 L^2}} .$$

Per conseguire la compensazione perfetta tale rapporto dovrebbe essere proporzionale a $\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$ secondo un fattore indipendente da ω, ossia la pulsazione non dovrebbe comparire nel denominatore

dell'espressione sopra scritta. Il coefficiente per cui occorre moltiplicare la tensione V_g effettivamente applicata alla griglia del secondo tubo della figura 2 per ottenere la tensione di griglia ideale $V_{g\,id}$ corrispondente ad una correzione perfetta, risulta:

$$[7] \qquad K = \frac{V_{g\,id}}{V_g} = \frac{\sqrt{(R_1 + R)^2 + \omega^2 L^2}}{\sqrt{(R_1 + R)^2}} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R_1 + R}\right)^2}.$$

Per far sì che tale coefficiente sia sempre prossimo all'unità, occorre evidentemente che $\omega L/(R_1 + R)$ sia piccolo rispetto all'unità, perciò dovrà essere $R_1 + R \gg \omega L$ per qualunque valore della pulsazione nel campo utile (per esempio fino a $f = 2000 \div 3000$ Hz) e poichè R è fissata dalla condizione [5] e risulta piccola a confronto con R_1, dovrà essere:

$$[8] \qquad R_1 \gg \omega L\,.$$

In conseguenza della [8] la sensibilità del dispositivo viene considerevolmente ridotta. Precisamente, per una pulsazione molto piccola (al limite nulla) per cui si possa trascurare ωL, dalla [6] si ha che il rapporto di riduzione della sensibilità risulta:

$$\frac{R}{R_1 + R}\,.$$

Allorchè ω cresce, l'aumento della frazione della tensione utilizzata nel divisore potenziometrico R_1, R, L è compensato dalla diminuzione della tensione sviluppata all'estremità del filo a causa della sua inerzia termica, cosicchè il rapporto di riduzione sopra scritto rappresenta il sacrificio che occorre fare nella sensibilità del dispositivo per ottenere la compensazione. Occorrerà quindi una successiva amplificazione per poter compensare tale riduzione.

A titolo d'esempio, ponendo $R_1 = 1 \times 10^6\,\Omega$, $R = \sim 5000\,\Omega$, $L = 10$ H, valori che approssimativamente corrispondono alla nostra apparecchiatura, dalla [7] si ha la tabella II.

TABELLA II.

Frequenza (Hz)	500	1000	2000	3000	5000	7000	10 000
Coefficiente di correzione K	0,999	0,996	0,986	0,964	0,901	0,807	0,605

Prima di chiudere questo paragrafo è opportuno ricordare che si è tentato di ottenere la compensazione impiegando un circuito comprendente capacità e resistenza in parallelo (3) in luogo di induttanza e resistenza in serie; però a causa dell'elevata impedenza di un tale circuito esso non può essere inserito fra due stadi di un amplificatore, ma solamente nel circuito di ingresso di esso (4). Ora, poichè la compensazione comporta anche in questo caso un frazionamento della tensione utile, questa, già assai piccola in origine, viene ridotta ancor prima di essere convenientemente amplificata. In tal modo la tensione utile all'ingresso dell'amplificatore è talmente piccola da risultare dello stesso ordine di grandezza e talora inferiore alla tensione di rumore dovuta al primo tubo. Questo metodo non permette perciò di ottenere risultati soddisfacenti.

4. - Schema generale dell'apparecchiatura.

L'apparecchiatura, il cui schema generale è rappresentato in figura 3, è composta dai seguenti pannelli:

Pannello amplificatore, comprendente 4 tubi in cascata con un'amplificazione complessiva di circa 350 000. Se si tiene conto che esso è preceduto da un traslatore avente un rapporto di trasformazione pari all'incirca a 3 risulta che il guadagno complessivo è circa 10^6.

Pannello di correzione, inserito come mostra la figura 3 fra il secondo e il terzo stadio; esso ha l'ufficio già illustrato nel paragrafo precedente e, come s'è detto, riduce il guadagno dell'amplificatore. Per le frequenze più basse, per esempio 10 Hz, si ha la minore amplificazione che è di circa 10^4, mentre per la frequenza di 3000 Hz essa è di circa 2×10^5,

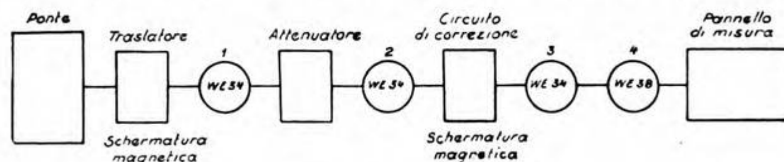


Fig. 3. — Schema di principio dell'apparecchiatura completa.

cosicchè le tensioni d'ingresso necessarie per ottenere una tensione d'uscita di 20 V sono rispettivamente dell'ordine di 2 mV e 100 μV.

Pannello di misura, comprendente uno strumento a termocoppia per la portata di 10 mA convenientemente protetto contro i peri-

(3) M. Ziegler: A complet arrangement for investigation, the measurement and the recording of rapid airspeed fluctuations with very thin and short hot wires - Proc. Koninklijke Akademie van Weten schappen te Amsterdam, 1931, XXXIV, 5.

(4) W. C. Mock Jr. a. H. L. Dryden: loc. cit. nota (2), parte prima.

coli di bruciatura dovuti a false manovre o a repentini aumenti di corrente.

Pannello di equilibrio, che permette di eseguire la taratura dell'intera apparecchiatura. Esso è costituito da un circuito a ponte nel quale uno dei lati comprende il filo anemometrico. La diagonale di alimentazione è alimentata con tensione continua la quale convoglia nel filo la corrente corrispondente alla condizione di regime. Oltre a ciò il ponte è anche alimentato con corrente alternata a frequenza variabile nei limiti delle frequenze che interessano. Se si sostituisce il filo anemometrico con una resistenza di valore costante, ossia indipendente dalle oscillazioni alternative della corrente, allorchè il ponte è in equilibrio non si manifesta alcuna tensione sulla diagonale di equilibrio del ponte, anche se questo è alimentato contemporaneamente con tensioni continua e alternativa. Come rivelatore della condizione di equilibrio si userà lo stesso pannello amplificatore. Viceversa, quando nel relativo lato è incluso il filo anemometrico, non è possibile annullare completamente la tensione all'uscita dell'amplificatore inserito sulla diagonale di equilibrio. La tensione residua dipende evidentemente solo dalle variazioni di resistenza del filo provocate dalle correnti alternative in esso convogliate. Tali tensioni, per effetto dell'inerzia termica del filo sono decrescenti al crescere della frequenza, ma, al crescere di questa, cresce l'amplificazione ottenuta nell'amplificatore. Si deve quindi regolare il circuito di correzione in maniera tale che, per tensione alternativa costante applicata al ponte, la tensione di uscita dell'amplificatore sia pure costante per qualsiasi frequenza nel campo utile. In realtà, come in parte s'è già visto, numerose correzioni debbono essere effettuate per ottenere la taratura effettiva. Sul pannello di equilibrio sono predisposte alcune commutazioni che permettono di inserire in vario modo uno o due fili anemometrici, come talora è necessario.

Altre apparecchiature ausiliarie per le prove sono: un oscillografo a raggi catodici che si dispone in parallelo con lo strumento di uscita e può servire sia per il rilievo di oscillogrammi, sia ancor più per seguire e controllare durante le misure il regolare funzionamento dell'apparecchiatura; un generatore di tensioni a frequenze acustiche del tipo a battimenti, necessario per la taratura.

La fotografia della figura 4 mostra l'intera apparecchiatura, unitamente agli apparecchi ausiliari necessari per le operazioni di taratura.

5. - Pannello amplificatore.

L'amplificatore è composto di quattro stadi, tutti a resistenza e capacità, come è illustrato nella figura 5 che rappresenta lo schema completo del pannello.

I primi tre stadi fanno uso di tubi WE34 (AF7), l'ultimo invece di un tubo WE38 (AL4). Fra il primo e il secondo stadio vi è un attenua-

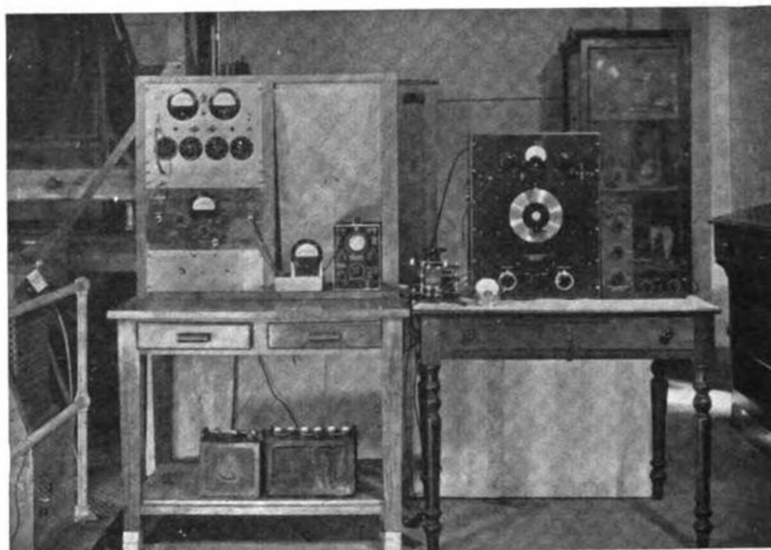


Fig. 4. — Insieme dell'apparecchiatura e degli strumenti necessari per la sua taratura.

tore potenziometrico a salti. Fra il secondo e il terzo, mediante un innesto a spina multipla, è possibile inserire il circuito di correzione montato sul pannello sottostante (vedi fig. 4). Infine fra il terzo e quarto stadio è eventualmente possibile connettere il dispositivo di correzione dell'effetto di risonanza della bobina, dispositivo consistente in una capacità variabile derivata sul circuito di griglia dell'ultimo tubo ([5]). Tuttavia, nell'apparecchiatura qui descritta tale correzione non è stata adoperata perchè non si è resa necessaria a causa della particolare costruzione della bobina.

Le difficoltà che si dovettero superare per attuare tale amplificatore sono molteplici e derivano sopra tutto dal fatto che esso deve amplificare con uniformità tensioni aventi frequenze fino a valori quanto più possibile ridotti, giacchè l'energia dei moti turbolenti da esaminare è principalmente distribuita sulle frequenze più basse.

Per l'apparecchiatura descritta, l'amplificazione si estende con accettabile linearità fino a circa $8 \div 10$ Hz. La necessità di amplificare frequenze così piccole diventa particolarmente gravosa quando si voglia ottenere una grande amplificazione ed inoltre l'alimentazione dell'apparecchiatura sia completamente effettuata con corrente alternata, come avviene nel nostro caso. Ciò a causa degli effetti retroattivi che si mani-

([5]) W. C. Mock Jr. a. H. L. Dryden: loc. cit. nota ([2]), parte terza.

festano alle più basse frequenze (*motor-boating*) i quali hanno costretto a studiare un complesso sistema di circuiti di disaccoppiamento; su quest'ultimo verrà fatto cenno più avanti.

I primi tre stadi, salvo piccole differenze tra i valori delle resistenze e capacità di disaccoppiamento, sono uguali fra loro. Per conseguire una elevata linearità si è fatto uso di capacità di accoppiamento piuttosto elevate (0,1 μF) e della controreazione. Questa, ottenuta semplicemente sopprimendo il condensatore derivato sulla resistenza catodica, ha permesso altresì di raggiungere una più elevata stabilità.

In tale circuito, come risulta dallo studio condotto preferibilmente per via grafica sulle caratteristiche del tubo, si è ottenuta un'amplificazione complessiva di circa 30 con un grado di controreazione di circa 4.

Per effetto di piccole differenze esistenti fra i tre stadi, dovute soprattutto al fatto che la resistenza disposta in parallelo (dopo il condensatore di accoppiamento) con quella anodica è diversa, l'amplificazione risulta rispettivamente pari a 29, 32, 25, come si è ricavato anche da misure dirette.

Lo stadio finale deve provvedere ad alimentare lo strumento di misura del tipo a termocoppia funzionando in regime di accettabile linearità.

Nelle apparecchiature americane lo strumento a termocoppia è disposto in serie, nel circuito anodico dello stadio finale. Ciò richiede, evidentemente, la compensazione della componente continua della corrente anodica. Tale compensazione si ottiene, come è noto, convogliando nello strumento, oltre alla corrente anodica del tubo, una corrente, diretta in senso contrario, uguale al valore della corrente nel tubo in condizioni di riposo, in modo cioè che mancando tensione alternativa sulla griglia, lo strumento segni zero. La corrente di compensazione è erogata da una batteria ausiliaria e regolata mediante un reostato. Tale metodo è di applicazione notoriamente delicata, in special modo quando si debba adoperare uno strumento termico il quale è soggetto a bruciarsi anche con piccoli sovraccarichi.

Per superare questa difficoltà si è anche qui usato il collegamento per capacità, separando così la corrente continua.

In sostanza, in serie con lo strumento a termocoppia avente la portata di 10 mA, si è connessa una resistenza di circa 3000 Ω in modo da ridurlo ad un voltmetro, di circa 30 V al fondo della scala, che viene connesso da un lato a terra e dall'altro alla placca attraverso un condensatore. L'amplificazione ottenuta in tale stadio è all'incirca di 15.

Tale stadio ha richiesto uno studio accurato, condotto sia per via grafica, in sede di progetto, sia per via sperimentale, in sede di collaudo, allo scopo di ottenere una distorsione di non linearità sufficientemente limitata. La misura della distorsione, effettuata mediante l'analizzatore d'onda G. R. 736 A, ha dato i seguenti risultati:

a) massima eccitazione (deviazione massima dello strumento di uscita): II armonica ∼ 6 %; III armonica ∼ 2 %; distorsione totale,

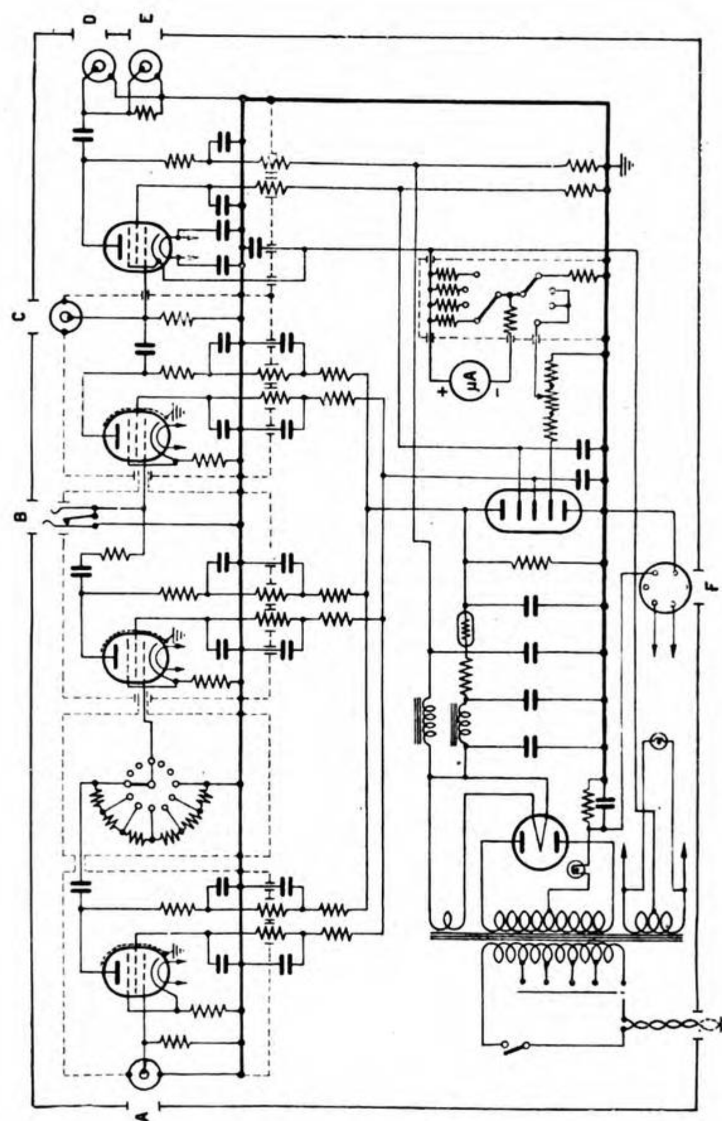


Fig. 5. — Schema elettrico del pannello amplificatore: *A*, *C*, *D*, *E*, innesti schermati; *B*, innesto per l'inserzione del circuito compensatore; *F*, innesto multiplo per l'alimentazione del circuito di figura 6.

compresa la tensione di ronzio dovuta all'alimentazione con corrente alternata, ~ 8 %;

b) eccitazione 0,707 della massima (strumento d'uscita circa a metà della scala): II armonica ~ 3,5 %; III armonica ~ 2 %; distorsione totale, compresa la tensione di ronzio, ~ 5 %. Occorre qui notare, per mettere in evidenza la poca importanza di queste distorsioni, che, per effetto dell'introduzione di tensioni armoniche o estranee nella misura dell'8 % della tensione totale, la lettura del valore efficace aumenta nel rapporto $\sqrt{100^2 + 8^2}/100$, con un errore minore di 0,5 %.

Durante le misure con il vento, per non correre il pericolo di bruciare troppo frequentemente il fusibile che protegge la termocoppia, a causa delle brusche e momentanee variazioni di turbolenza, è opportuno limitare alla prima metà della scala dello strumento le deviazioni normali; perciò si sono indicati i valori della distorsione anche per tale deviazione.

Data la grande amplificazione dell'amplificatore e a causa dell'estensione della gamma alle frequenze basse, si sono incontrate, come s'è già detto, notevoli difficoltà per attuare una soddisfacente alimentazione dell'amplificatore con corrente alternata. Occorre infatti che, attraverso i circuiti dell'alimentatore, non si determinino accoppiamenti che possano produrre l'innesco di oscillazioni di rilasciamento. Tale pericolo è particolarmente sentito allorchè l'amplificazione sia grande anche per frequenze molto basse perchè, per tali frequenze, i condensatori dei filtri non presentano una reattanza sufficientemente bassa e di conseguenza l'accoppiamento può essere determinato, per esempio, dalle induttanze del filtro o da qualsiasi altro elemento di circuito percorso dalla somma della corrente di tutti o di una parte dei tubi.

Per ovviare a tale inconveniente, si sono adottati i seguenti accorgimenti. La corrente anodica dell'ultimo tubo ricavata dal diodo comune è filtrata da un circuito, distinto da quello che provvede allo spianamento della tensione per gli altri tubi, perciò l'unica resistenza di accoppiamento fra il circuito anodico dello stadio finale e gli stadi precedenti è quella interna del raddrizzatore. Il filtro principale fa uso di un tubo stabilizzatore della tensione a scarica luminescente, del tipo STV 280/40. In serie con ciascun elettrodo alimentato è disposto un efficace circuito di disaccoppiamento, come si rileva dalla figura 5.

6. - Pannello di correzione.

Comprende unicamente la resistenza R costituita da un normale potenziometro a filo di 10 000 Ω e la bobina L (vedi fig. 2).

La bobina L è stata attuata, a differenza di quelle usate nelle apparecchiature americane, su nucleo di lamierino di ferro. Per ottenere tuttavia un valore costante dell'induttanza è stato lasciato un traferro complessivo di circa 2 mm. In tal modo si è potuto conseguire il valore desiderato dell'induttanza con un numero di spire (avvolte in due sezioni,

a nido d'ape) considerevolmente ridotto rispetto a quello necessario per ottenere lo stesso valore d'induttanza senza nucleo di ferro; perciò la capacità distribuita della bobina risulta molto più piccola. Ciò ha notevole importanza perchè permette di evitare di ricorrere ad una correzione supplementare, necessaria allorchè la frequenza propria di risonanza della bobina sia compresa nel campo delle frequenze di analisi, come avviene per le bobine usate nelle apparecchiature americane. Le considerazioni riguardanti le perdite della bobina non hanno in questo caso importanza, giacchè la bobina è adoperata in serie con la resistenza *R* piuttosto elevata.

Tale bobina è stata poi schermata magneticamente, onde evitare qualsiasi pericoloso accoppiamento magnetico con il trasformatore di alimentazione dell'apparecchiatura o con il traslatore d'ingresso dell'amplificatore, racchiudendola, oltre che nelle calotte di ferro dolce che costituiscono una prima debole schermatura, entro una scatola costruita in lamiera di ferro dolce dello spessore di 6 mm.

7. - Pannello di misura.

È attuato secondo lo schema di figura 6. Lo strumento a termocoppia, della portata di 10 mA viene, come s'è detto, trasformato in voltmetro disponendo in serie con esso una resistenza addizionale di 3 kΩ all'incirca. Tale strumento è protetto in vario modo contro il pericolo di bruciatura. In primo luogo vi è il fusibile *F* che fonde con correnti dell'ordine di 14 ÷ 16 mA. Tuttavia, per non avere l'inconveniente di dover cambiare tale fusibile troppo frequentemente, esso, assieme allo strumento, rimane costantemente in corto circuito durante tutte le manovre e le regolazioni. Tale corto circuito viene tolto, mediante pressione sul pulsante *P*, soltanto all'atto di ogni singola lettura. È opportuno osservare che tale contatto non pone in corto circuito la resistenza di 3 kΩ che costituisce il carico del pannello amplificatore, cosicchè è possibile, e riesce utile, seguire il funzionamento dell'apparecchiatura e l'andamento della tensione d'uscita, anche durante le manovre e regolazioni, mediante l'oscillografo (il quale non teme le sovratensioni repentine) connesso in parallelo con il pannello di misura, anche quando lo strumento è posto in corto circuito. Infine, vi è una ulteriore protezione costituita da un tiratron Philips 4686 nel quale l'arco si innesca allorchè la ten-

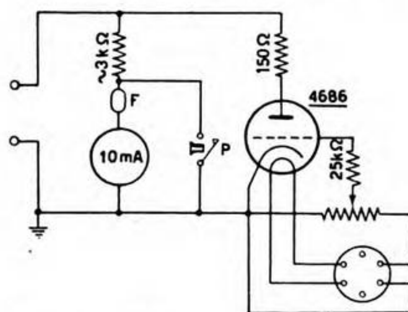


Fig. 6. — Schema elettrico del pannello di misura.

sione applicata al suo anodo, tensione che coincide con quella da misurare, supera un valore massimo scelto opportunamente e regolabile a piacere mediante il potenziometro da 10 kΩ, che varia la polarizzazione assegnata alla griglia del tiratron. In pratica tale protezione non si è dimostrata molto efficace, perchè, se si vuole evitare che l'innesco si manifesti prima che lo strumento sia giunto al fondo della scala, occorre regolare la polarizzazione in modo tale che la tensione d'innesco sia notevolmente superiore alla portata del voltmetro a termocoppia moltiplicata per $\sqrt{2}$ (perchè le tensioni di turbolenza presentano delle punte grandi rispetto al valore efficace). Perciò, allorchè il dispositivo è regolato in condizioni da non troncare tali punte, ciò che può essere constatato facilmente mediante l'oscillografo, non è più sufficientemente pronto come protezione. Esso tuttavia, proprio per la sua particolare caratteristica, può essere utile per avvertire quando il funzionamento del tubo finale esce dalle condizioni di linearità. Infatti, poichè dallo studio di tale circuito risulta che per rimanere nei limiti di distorsione precedentemente accennati è necessario che le escursioni delle tensioni anodiche non superino i 45 ÷ 50 V, basterà regolare la tensione d'innesco del tiratron a tale valore. L'esame dell'oscillogramma permetterà di verificare che non si manifesti il taglio delle creste. Se invece ciò si manifestasse, occorrerebbe diminuire, con l'apposito attenuatore, l'amplificazione dell'apparecchiatura.

8. - Pannello di equilibrio.

Il pannello di equilibrio è attuato secondo lo schema riportato in figura 7. Nel lato del ponte ove è il filo anemometrico *f* è pure inserito uno strumento, che permette di leggere la corrente nel filo, avente

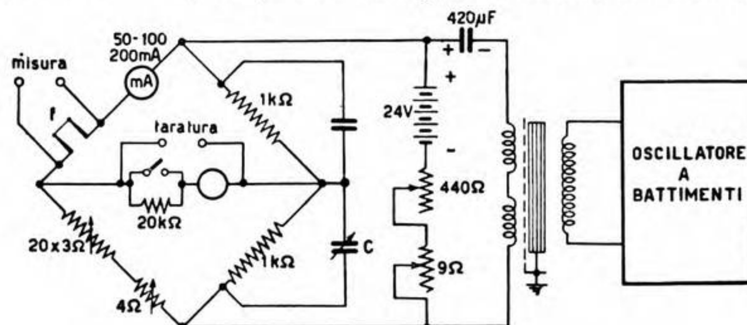


Fig. 7. — Schema elettrico del pannello di equilibrio.

le portate in fondo della scala di 50, 100 e 200 mA. Precauzioni sono state prese per permettere di poter commutare le tre portate senza cambiare la resistenza inserita nel lato e perciò senza modificare le condi-

zioni di equilibrio. Altri due lati del ponte hanno resistenza fissa di 1000 Ω ciascuno (lati di rapporto). Il quarto lato è il lato di paragone ed è costituito da una serie di 20 resistenze di 3 Ω ciascuna e da un reostato di 4 Ω, provvisto di quadrante tarato che permette di leggere comodamente i decimi di ohm. L'alimentazione con corrente continua è ottenuta mediante una batteria di accumulatori di tensione relativamente elevata, in modo che, per limitare la corrente nel filo al valore desiderato regolando i due reostati predisposti allo scopo, occorre includere una resistenza abbastanza grande. Ciò è necessario per evitare che tale circuito di alimentazione per la corrente continua derivi una frazione troppo rilevante della corrente alternata, a scapito della parte che deve invece attraversare il filo. Si osserva infatti che l'alimentazione con corrente alternata è fatta in parallelo a quella con corrente continua, attraverso un traslatore che ha l'ufficio di operare un conveniente adattamento delle impedenze fra ponte e generatore. Esso ha il secondario schermato e diviso in due sezioni perfettamente simmetriche: ciò allo scopo di evitare che vi s'inducano elettrostaticamente tensioni dissimmetriche e per evitare altresì dissimmetrie fra le capacità rispetto alla terra dei due vertici di alimentazione del ponte. Quest'ultima dissimmetria viene del resto completamente compensata mediante la regolazione di una delle capacità disposte in parallelo sui lati di rapporto. Tale regolazione deve essere effettuata in modo da ottenere l'equilibrio del ponte, con alimentazione completa, allorchè al posto del filo sia sostituita una resistenza di valore costante.

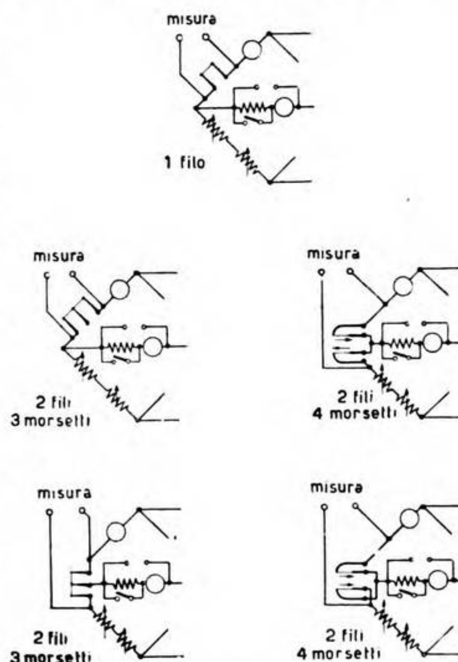


Fig. 8. — Commutazioni che si possono effettuare sui fili anemometrici.

Infine la capacità elettrolitica di 420 μF ha l'ufficio di impedire che la corrente continua circoli nel secondario del traslatore.

Nella diagonale di equilibrio, oltre al galvanometro è inserita una resistenza di protezione da 20 kΩ, che può essere posta in corto circuito mediante un pulsante, per effettuare, dopo una prima regolazione gros-

solana con resistenza inserita, l'affinamento della regolazione dell'equilibrio in corrente continua. In parallelo vi sono i morsetti ai quali viene connesso l'amplificatore durante le operazioni di taratura. Al contrario, durante le misure di turbolenza l'amplificatore viene derivato direttamente in parallelo sul filo anemometrico.

Nello schema di figura 7, per semplicità, non sono stati indicati alcuni commutatori che hanno lo scopo di inserire in vario modo uno o due fili anemometrici i quali, a loro volta, possono avere un capo in comune oppure no. In tal maniera possono essere attuati gli schemi indicati in figura 8. Per mezzo di tali commutatori, allorchè due dei terminali dei fili non siano già direttamente connessi fra loro, è possibile altresì invertire la direzione della corrente in uno solo dei due fili.

9. - Comportamento dell'amplificatore.

In figura 9 le curve contrassegnate con i numeri 1 e 2 rappresentano l'andamento dell'amplificazione dell'amplificatore, in funzione della frequenza, rispettivamente con e senza traslatore, rilevate sperimental-

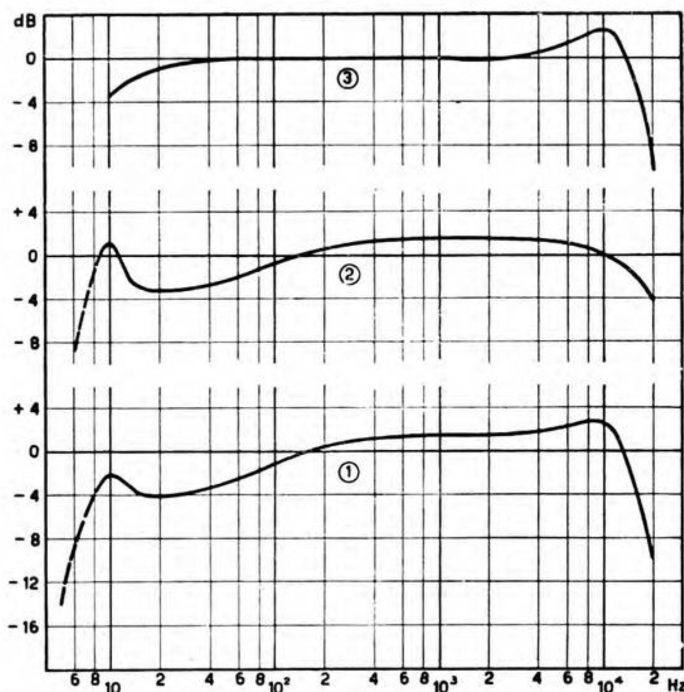


Fig. 9. — Caratteristiche di frequenza: del pannello amplificatore preceduto dal traslatore (1); del pannello amplificatore senza traslatore (2); del solo traslatore (3).

mente mediante lo schema indicato in figura 10, nel quale si vede che al posto del circuito di compensazione è stata sostituita una resistenza ohmica di 8 kΩ. Al livello zero la tensione di uscita ottenuta è di 20 V in ambedue i casi, con una tensione d'ingresso all'attenuatore di 2,5 V, e l'attenuazione di quest'ultimo è regolata su 60 dB per la curva 1 e su 51 dB per la curva 2; perciò il guadagno del traslatore è risultato pari a 9 dB, a cui corrisponde un rapporto di trasformazione di circa 2,8. Quest'ultimo può apparire limitato per ottenere un conveniente adat-

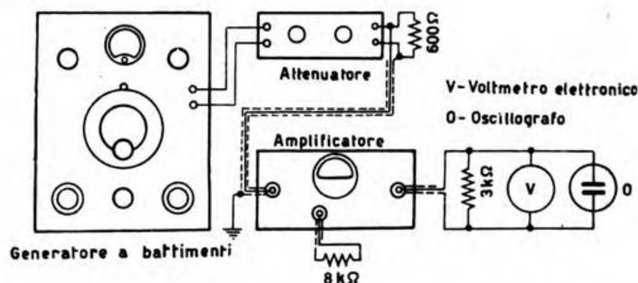


Fig. 10. — Apparecchiatura usata per rilevare le caratteristiche di frequenza della figura 9.

tamento delle impedenze, ma si è costretti a tale limitazione per varie ragioni. In primo luogo, per consentire di mantenere elevata la resistenza ohmica dell'avvolgimento primario in modo che, allorquando il traslatore viene connesso direttamente in parallelo sul filo anemometrico, la corrente continua derivata nel primario del traslatore sia trascurabile; nel nostro caso, tale corrente è minore dell'1 % di quella che percorre il filo. In secondo luogo, è necessario che anche l'induttanza primaria sia molto elevata, sia per ottenere una notevole linearità, specialmente alle frequenze più basse, sia per ottenere un comportamento uguale nelle due diverse posizioni di inserzione di tale trasformatore: in parallelo sul filo, che ha una resistenza dell'ordine di $15 \div 20\ \Omega$ e sulla diagonale di equilibrio, fra i cui vertici vi è una resistenza dell'ordine di $500 \div 550\ \Omega$.

La curva 3, ottenuta per differenza delle due precedenti, si riferisce al solo traslatore. Questo è schermato magneticamente mediante una scatola di ferro dolce dello spessore di circa 6 mm, allo scopo di evitare eventuali accoppiamenti o disturbi dovuti a campi magnetici estranei.

In base ai valori sopra riportati risulta che l'amplificazione totale effettiva in tali condizioni è:

$$A = 1000 \times \frac{20}{2,5} = 8000 \, .$$

Se si moltiplica ancora tale amplificazione per il reciproco del rapporto di riduzione dovuto al circuito di compensazione si ottiene:

$$8000 \times \frac{1\,000\,000}{8000} = 10^6,$$

come era stato previsto e come risulta approssimativamente dal prodotto dei diversi guadagni dei singoli stadi. Occorre tener presente tale enorme

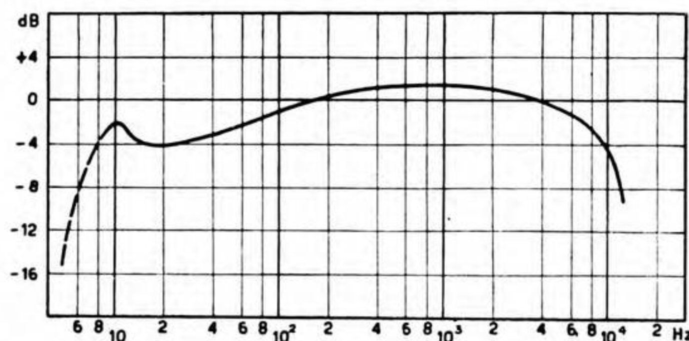


Fig. 11. — Caratteristica di frequenza definitiva dell'apparecchiatura.

amplificazione per giudicare le curve di risposta presentate in figura 9 che, del resto, per il nostro scopo, appaiono soddisfacenti anche in senso assoluto.

Una successiva modifica si è dovuta apportare al circuito per evitare una certa instabilità che si è riscontrata allorchè al posto della resistenza pura da 8000 Ω si sostituiva il circuito di correzione comprendente anche l'induttanza da 10 H; tale modifica consiste nel limitare l'amplificazione sulle frequenze più elevate, che, del resto, hanno un minore interesse, mediante una capacità di circa 500 μμF derivata sulla griglia dell'ultimo tubo. In seguito a ciò la curva di risposta dell'amplificatore è risultata come in figura 11.

Dopo queste prove, effettuate sull'apparecchiatura applicando direttamente ai suoi morsetti tensioni sinusoidali, si sono fatte quelle comprendenti anche l'uso del ponte di equilibrio e dei fili anemometrici. Esse sono state eseguite disponendo il filo anemometrico nella « galleria », come è illustrato nella fotografia riportata in figura 12. I parametri che possono intervenire nelle regolazioni di equilibrio e di compensazione sono principalmente la velocità media del vento e l'intensità della corrente continua I_0 che circola nel filo, parametri dai quali, in definitiva, dipende la temperatura media, e quindi la resistenza e la costante di tempo, del filo. Perciò, fissati questi due parametri fondamentali si può tracciare una curva di risposta dell'intera apparecchiatura per ogni regolazione della resistenza R del dispositivo di compensazione. Fra

queste diverse curve occorre scegliere quella più lineare. Tale operazione dovrà essere ripetuta per diversi valori della corrente continua e per diverse velocità del vento. L'esame di tutte queste curve è eviden-

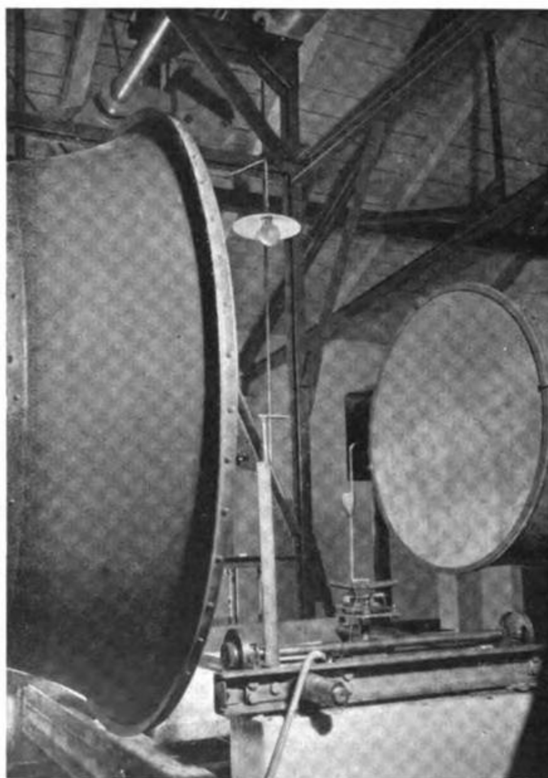


Fig. 12. — Galleria aerodinamica. Davanti alla bocca della galleria sono posti una rete per produrre la turbolenza e il filo anemometrico con il relativo supporto, ben visibile nella figura.

temente parte integrante dello studio del comportamento dell'apparecchiatura dal punto di vista dei fenomeni legati alla turbolenza ed è oggetto di una nota dell'ingegnere L. Scholz (6).

Riproduciamo in figura 13, a titolo d'esempio, una delle numerose curve ricavate in tal modo; essa corrisponde ad una corrente di 80 mA e ad una velocità del vento di 11,83 m/s.

(6) L. Scholz: Impianto sperimentale del Laboratorio di Aeronautica di Torino, per lo studio dei moti fluidi turbolenti. Primi risultati sperimentali - Aerotecnica, 1940, XX, (in corso di pubblicazione).

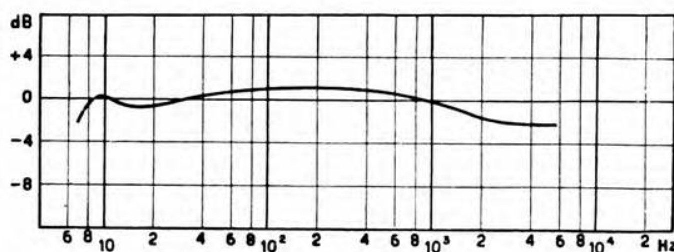


Fig. 13. — Caratteristica di frequenza rilevata adoperando il filo anemometrico disposto sulla diagonale del ponte staticamente in equilibrio.

10. - Taratura e determinazione della sensibilità complessiva dell'apparecchiatura.

Scopo dell'apparecchiatura è di determinare il *grado di turbolenza*, cioè il rapporto fra lo scarto quadratico medio delle variazioni istantanee di velocità del fluido e il valore medio di tale velocità. Indicando con U_0 la velocità media del vento e con u il valore istantaneo della componente variabile che si sovrappone ad U_0, il grado di turbolenza è definito dalla espressione:

$$\frac{\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2 dt}}{U_0},$$

ovvero, con notazione più sintetica, da:

$$\frac{\sqrt{\overline{u^2}}}{U_0}.$$

Per determinare tale rapporto occorre, come risulta dalla nota di Scholz, conoscere la costante A data da:

[9] $$A = \frac{V_u}{\sqrt{\overline{v^2}}} = \frac{V_u}{V},$$

dove V_u è la tensione efficace letta sullo strumento di uscita dell'apparecchiatura e $V = \sqrt{\overline{v^2}}$ è la tensione efficace (per definizione il valore efficace è uguale alla radice quadrata dello scarto quadratico medio del valore istantaneo) che si manifesterebbe all'estremità del filo nell'ipotesi di inerzia termica nulla (tale tensione è stata indicata con la stessa lettera V anche nel paragrafo 2). In sostanza A rappresenta l'amplificazione della tensione ideale (che si manifesterebbe all'estremità di un filo senza inerzia termica) ottenuta con l'apparecchiatura.

La determinazione di A si può fare leggendo V_u e calcolando V. Per il calcolo di V indichiamo con r la resistenza istantanea del filo anemometrico. Le variazioni di r, attorno al valore medio R_0 (funzione

della corrente riscaldatrice media I_0 e del valore medio della velocità del vento U_0) dipendono dalle variazioni della velocità del vento, ossia dalla turbolenza. Esse decrescono di ampiezza al crescere della frequenza, ma ciò non interessa più perchè si è ottenuta la compensazione di tale effetto. Occorre invece conoscere le variazioni ideali della resistenza

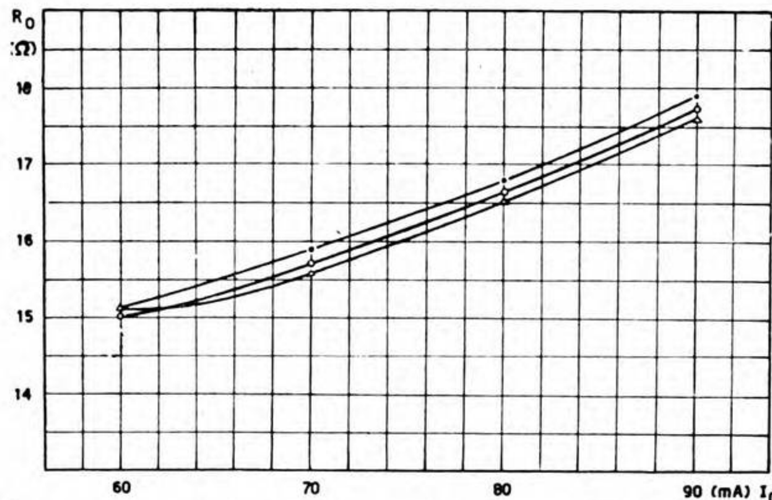


Fig. 14. — Curve della resistenza del filo anemometrico in funzione della corrente riscaldatrice in esso convogliata, rilevate in tempi successivi.

nell'ipotesi di inerzia termica nulla, cioè quelle che si manifesterebbero, per esempio, se le variazioni della velocità fossero molto lente. Queste variazioni di resistenza si possono produrre con variazioni della corrente riscaldatrice del filo (sottoposto a vento con turbolenza trascurabile) invece che con variazioni di velocità del vento (turbolenza). Si può ad esempio sovrapporre alla corrente continua I_0 una componente sinusoidale di ampiezza Δi, piccola rispetto ad I_0, in modo che indicando con i il valore istantaneo della corrente riscaldatrice totale si avrà:

$$i = I_0 + \Delta i \operatorname{sen} \omega t \,.$$

Le variazioni ideali di resistenza, prodotte da tali variazioni della corrente riscaldatrice, si possono ottenere osservando che:

[10] $$\Delta r = \frac{dR_0}{dI_0} \Delta i \,,$$

e che il termine dR_0/dI_0 è l'inclinazione del diagramma $R_0 = f(I_0)$ che si può tracciare sperimentalmente (fig. 14). Poichè tali diagrammi risul-

tano quasi rettilinei, dalla [10] discende che se Δi è sinusoidale lo è pure Δr, cosicchè il valore istantaneo della resistenza del filo può essere scritto nella forma:

$$r = R_0 + \Delta r \operatorname{sen} \omega t .$$

La caduta totale nel filo è evidentemente data da:

[11] $$r\, i = (R_0 + \Delta r \operatorname{sen} \omega t)\,(I_0 + \Delta i \operatorname{sen} \omega t) =$$
$$= R_0\, I_0 + (R_0\, \Delta i + I_0\, \Delta r) \operatorname{sen} \omega t + \Delta r\, \Delta i \operatorname{sen}^2 \omega t .$$

Se Δi è piccolo rispetto a I_0 e quindi anche Δr è piccolo rispetto ad R_0, il termine in $\operatorname{sen}^2 \omega t$ si può trascurare. La caduta di tensione nel filo risulta perciò somma di una componente costante e di una sinusoidale; quest'ultima a sua volta è somma di due addendi. Il termine $R_0\, \Delta i$ è dovuto alla caduta di tensione prodotta dal passaggio nel filo della componente alternativa della corrente; il secondo termine, dovuto alle variazioni di resistenza del filo, sarà chiamato « tensione di turbolenza » e indicato con v_t; perciò si può scrivere:

[12] $$v_t = I_0\, \Delta r \operatorname{sen} \omega t .$$

Solo questa parte della tensione che si stabilisce all'estremità del filo deve agire all'ingresso dell'amplificatore. Per ottenere ciò è sufficiente collegare l'amplificatore ai morsetti « taratura » del ponte di figura 7; infatti con il ponte in equilibrio all'estremità della resistenza di paragone si forma una tensione espressa ancora dalla [11], nella quale si ponga però $\Delta r = 0$ perchè la resistenza di paragone, a differenza di quella del filo, è costante. Perciò tale tensione non può equilibrare completamente quella che si manifesta all'estremità del filo; rimane la differenza fra queste due tensioni che, trascurando il termine in $\operatorname{sen}^2 \omega t$, risulta uguale a v_t. Allora la rete delle resistenze che costituiscono il ponte può essere schematizzata come in figura 15.

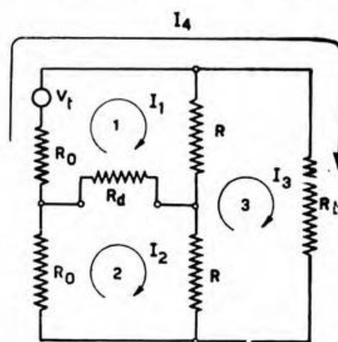


Fig. 15. — Rete di resistenze che costituiscono il ponte di equilibrio.

Indicando con v la tensione d'ingresso all'amplificatore, cioè quella che si ricava all'estremità della resistenza R_d, si può dimostrare facilmente (7) che essa è data dalla:

---

(7) Infatti, per il circuito di figura 15, considerando le due maglie contrassegnate coi numeri 1 e 2, si possono scrivere le seguenti equazioni:

$$\begin{cases} R\,(i_1 - i_3) + R_0\,(i_1 + i_4) + R_d\,(i_1 - i_2) = v_t \\ R\,(i_2 - i_3) + R_0\,(i_2 + i_4) - R_d\,(i_1 - i_2) = 0 \,; \end{cases}$$

[13] $$v = \frac{v_t}{2}\left(1 - \frac{R + R_0}{2R_d + R + R_0}\right).$$

La resistenza R_d è quella che vi è fra i morsetti « taratura ». Per l'apparecchiatura costruita essa è dovuta alla resistenza da 20 kΩ in derivazione con l'impedenza offerta dal circuito d'ingresso dell'amplificatore che, per frequenze medie, si può ritenere così grande da poterne trascurare la presenza. Si osservi che per $R_d \gg R + R_0$ risulta $v = \frac{v_t}{2}$; nel caso dell'apparecchiatura attuata si ha all'incirca:

$$v = 0{,}97\,\frac{v_t}{2} = 0{,}485\,I_0\,\frac{dR_0}{dI_0}\,(\Delta i \text{ sen } \omega t)\,.$$

Indicando con I il valore efficace della componente sinusoidale (Δi sen ωt) della corrente riscaldatrice, il valore efficace V della tensione v risulta dato da:

[14] $$V = 0{,}485\,I_0\,\frac{dR_0}{dI_0}\,I\,,$$

dove il rapporto dR_0/dI_0 si ricava, come s'è già detto, dal diagramma di figura 14.

In questa figura sono riportate le curve $R_0 = f(I_0)$ tracciate staticamente per uno stesso filo in tempi successivi. Il diverso valore assoluto della resistenza è da ritenersi dovuto alla diffusione dello stagno delle esilissime saldature che fissano il filo anemometrico alle bacchettine di sostegno, diffusione causata dal fatto che il filo raggiunge talora temperature superiori a quelle di fusione dello stagno. Tuttavia, poichè tali curve sono pressochè parallele e nella [14] interviene unicamente il valore dR_0/dI_0, ossia l'inclinazione delle curve, i risultati sono ugualmente abbastanza precisi.

Intorno ad un valore della corrente riscaldatrice I_0 di 80 mA, dalla figura 14 risulta che per dR_0/dI_0 si può assumere un valore di 100 Ω/A. Le prove sono state fatte applicando alla diagonale del ponte una tensione di 0,214 V, ottenuta dal secondario del trasformatore, il cui pri-

---

sottraendo dalla prima la seconda si ha:

$$2\,R_d\,(i_1 - i_2) = v_t - (R_0 + R)\,(i_1 - i_2)\,,$$

da cui:

$$i_1 - i_2 = \frac{v_t}{2\,R_d + R + R_0}\,;$$

sostituendo questo valore nel secondo membro dell'espressione precedente si ha:

$$2R_d\,(i_1 - i_2) = v_t\left(1 - \frac{R + R_0}{2\,R_d + R + R_0}\right).$$

L'incognita da determinare è la tensione $v = R_d\,(i_1 - i_2)$ che si ha fra i morsetti taratura della diagonale; perciò risulta la [13].

mario è alimentato dal generatore a battimenti. Con tale tensione, conoscendo le resistenze dei lati del ponte, si è potuto calcolare la componente alternativa della corrente nel filo che è risultata di 3,35 mA. Con questi dati la [14] fornisce:

$$V = 0{,}485 \times 80 \times 10^{-3} \times 100 \times 3{,}35 \times 10^{-3} = 1{,}30 \times 10^{-2}\ \mathrm{V}\,.$$

La corrente di 3,35 mA è sufficientemente piccola rispetto al valor medio di I_0, pari a 80 mA, in modo che l'approssimazione fatta trascurando nella [11] il termine in $\mathrm{sen}^2\, \omega t$ è accettabile ([8]) ed inoltre è sufficiente per ottenere una tensione all'ingresso dell'amplificatore assai grande rispetto alle normali tensioni di turbolenza, così da permettere di effettuare le esperienze sottoponendo il filo al vento di una galleria, senza preoccuparsi della turbolenza naturale di tale corrente d'aria, sicuri che le tensioni prodotte da tale turbolenza siano trascurabili rispetto a quelle, prodotte artificialmente, mediante la sovrapposizione, alla corrente riscaldatrice, di una componente sinusoidale. Per poter leggere tale tensione d'uscita occorre limitare, mediante l'attenuatore inserito fra il primo e secondo stadio (vedi fig. 3), l'amplificazione.

In relazione ai dati sopra enunciati, con una riduzione dell'amplificazione ad un quarto di quella massima si hanno tensioni di uscita di circa 20 V, perciò l'amplificazione massima risulta:

$$A = \frac{V_u}{V} = \frac{4 \times 20}{1{,}30} \times 10^2 = 6150\,.$$

Naturalmente il valore così ottenuto dipende dal valore assegnato alla resistenza del circuito di compensazione (R di fig. 2); a sua volta la regolazione di questa deve essere tale da ottenere la massima linearità dell'apparecchiatura. Dopo una serie di prove è possibile costruire grafici o tabelle che permettano di determinare la regolazione di R per un qualsiasi valore della corrente riscaldatrice I_0 e della velocità del vento U_0. Purtroppo tali dati sono evidentemente legati alle caratteristiche del filo anemometrico adoperato, e sono perciò da rinnovare ogni volta che il filo si rompe o si brucia. Fortunatamente, l'andamento delle curve che servono a determinare la regolazione di R varia poco, ed inoltre tale regolazione non è affatto critica.

Si può infine determinare un grafico che dia il valore di A in funzione della posizione del bottone di regolazione della resistenza R. La determinazione si può fare nel modo indicato al principio di questo paragrafo,

---

([8]) Poichè si ha $\mathrm{sen}^2\, \omega t = \frac{1}{2}(1 - \cos^2 \omega t)$, tale termine introduce in realtà una componente di seconda armonica di ampiezza pari a $\frac{\Delta r\, \Delta i}{2}$. Per i valori sopra riportati di I_0 e di I si ha che l'ampiezza della seconda armonica è uguale a circa il 2 % della tensione utile v_t.

cioè misurando direttamente l'amplificazione dell'amplificatore nel quale sia stata eliminata, nel circuito di compensazione, l'induttanza L e sia invece lasciata la resistenza R (occorre inoltre aggiungere in serie una resistenza uguale a quella ohmica della induttanza che viene posta in corto circuito). Per alcuni punti è opportuno effettuare la verifica seguendo il metodo dianzi indicato e cioè calcolando il valore teorico della tensione V dato dalla [14].

11. - Conclusioni.

Con l'apparecchiatura descritta si sono potute effettuare prove di turbolenza che vengono riferite nella nota di Scholz. Esse hanno avuto fra l'altro lo scopo di collaudare l'apparecchiatura e di verificarne il corretto funzionamento e la maneggevolezza. I risultati ottenuti sono stati soddisfacenti e le prove si sono potute effettuare in maniera relativamente semplice. Tali prove hanno inoltre suggerito varie modifiche e perfezionamenti che verranno attuati al più presto. Le esperienze dovranno essere sviluppate e moltiplicate e tali sviluppi, in parte già iniziati, promettono di essere ricchi di risultati in modo da poter costituire un notevole contributo allo studio della turbolenza. Anche l'apparecchiatura medesima potrà essere completata e sviluppata con l'aggiunta di altri elementi; ad esempio è in animo di analizzare la distribuzione dell'energia relativa ai moti turbolenti in funzione della frequenza. Un altro esame, che potrà essere effettuato, è la determinazione dei valori medi dei cubi delle oscillazioni della tensione di uscita. Di questo si dà cenno qui solo in quanto ciò richiederà, come s'è detto, un ulteriore sviluppo dell'apparecchiatura, mentre la continuazione delle prove con gli apparecchi già attuati riguarda fra l'altro l'uso di anemometri a due fili variamente disposti.

Desidero infine ringraziare vivamente il professore C. Ferrari, del R. Politecnico di Torino, sia per avermi affidato l'incarico di studiare tale apparecchiatura, sia per tutte le istruzioni datemi per la sua attuazione. Alcune prove furono effettuate presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris; porgo perciò al professore G. Vallauri i ringraziamenti più sentiti.

RECENSIONI

ANTENNE.

R. KOCH — **Sull'uso degli aerei riceventi a telaio accordati ed aperiodici a più spire.** (Atti di Guidonia, 20 maggio 1940, 27, pag. 117-140, con 19 fig.).

L'uso degli aerei riceventi a telaio è largamente diffuso, sia nella radiogoniometria sia nei sistemi per la misura dell'intensità di campo, per le loro proprietà direttive e, inoltre, per la loro compattezza e la facilità di calcolo dell'altezza efficace. Tuttavia, siccome gli aerei a telaio presentano l'inconveniente che la f. e. m. differenziale in essi indotta per effetto del campo elettromagnetico è molto piccola e, nonostante vari accorgimenti, per risultare percepita deve essere opportunamente amplificata e rivelata attraverso gli stadi di un ricevitore, sorge il problema dell'accoppiamento del telaio all'ingresso del ricevitore, con due distinte soluzioni: quella del telaio accordato, e quella del telaio aperiodico accoppiato ad un circuito di ingresso accordato.

Scopo del lavoro è di chiarire i vantaggi e gli inconvenienti che ciascuna delle soluzioni presenta e di rendere noti i criteri che è necessario seguire, sia per l'impiego sia per il proporzionamento elettrico e costruttivo, al fine di ottenere da un aereo a telaio il massimo rendimento.

Si espone anzitutto in che modo debba essere modificata la formula approssimata dell'altezza efficace per i telai a più spire, per tener conto delle differenze di fase nello spazio e nel tempo fra le f. e. m. indotte nelle diverse spire, e se ne determinano i limiti di validità.

Vengono esposti in seguito i principi fondamentali per l'uso dei telai accordati ed alcune determinazioni sperimentali. Per ogni telaio è stato ricercato (a 980 kHz) l'andamento della f. e. m. indotta e del fattore di bontà in funzione delle caratteristiche dell'avvolgimento. I risultati sperimentali conseguiti confermano la validità della formula in questione e forniscono i criteri di massima che possono servire di guida nel problema del dimensionamento di un telaio a più spire, il quale abbia, a parità di dimensioni, la massima efficienza alla ricezione.

Successivamente si esamina il comportamento dei telai aperiodici accoppiati ad un circuito secondario accordato, considerando a quali condizioni di massimo un accoppiamento induttivo deve soddisfare; e vengono esposti i risultati di una ricerca sperimentale eseguita sui telai aperiodici ad accoppiamento induttivo per verificare e l'andamento della tensione secondaria in funzione dei parametri dell'accoppiamento e la validità all'atto pratico dei criteri teorici esposti.

Si dà infine un rapido cenno sugli effetti che esercita sul comportamento del telaio la presenza di uno schermo; esso produce una diminuzione del coefficiente di bontà del telaio stesso ed influisce sul valore della f. e. m. indottavi. *Ca. Gi.*

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

W. M. Goodall — **Il ciclo solare e la regione F_2 della ionosfera.** (Proc. I. R. E., novembre 1939, XXVII, 11, pag. 701-703, con 6 fig.).

In un precedente articolo(1) era indicata una relazione esistente fra le variazioni della frequenza critica della regione F_2 e il numero delle macchie solari.

Ora, con riferimento ad un più attendibile indice dell'attività solare, viene presentato un metodo per raccogliere i dati sulla frequenza critica della regione F_2 in modo da facilitarne lo studio, ed è resa evidente la relazione esistente fra questa e il numero caratteristico dei flocculi di calcio della zona centrale del sole, come fornito dal bollettino dell'Unione Astronomica Internazionale.

Utilizzando poi i dati medi mensili sulla regione F_2, ottenuti a Washington dal « National Bureau of Standards » vengono mostrate: con alcuni grafici mensili la prevedibile variazione diurna della frequenza critica per due valori dell'attività solare; con altri grafici la variazione stagionale di tale frequenza critica, sia a due determinate ore del giorno per diversi valori dell'attività solare, sia per due valori dell'attività solare ma a diverse ore del giorno. *G. Pr.*

Th. Netzer — **Influenza del magnetismo terrestre sull'altezza e sulla concentrazione dello strato F e relazione fra la ionizzazione dello strato E anormale e i disturbi dello strato F.** (H. F. Techn. u. El. Ak., marzo 1940, LV, 3, pag. 86-94, con 10 fig.).

In questi ultimi anni sono comparsi numerosi lavori sulla sensibilità dello strato E della ionosfera alle azioni provenienti dall'esterno dell'atmosfera. Si sa così che i raggi corpuscolari, causa delle aurore boreali,

(1) W. M. Goodall: Proc. I. R. E., 1937, XXV, p. 1414; A. F., 1938, VII, p. 423.

disturbano straordinariamente tale strato, e che pure lo influenzano gli stessi agenti che producono le perturbazioni magnetiche terrestri; in fine si conosce lo strato E anormale, che è tanto frequente da far nascere il dubbio se convenga ancora chiamarlo anormale. Per lo strato F invece non sono noti fenomeni corrispondenti. Non si conosce alcuno strato F anormale; non si sa niente di una relazione fra la ionizzazione dello strato F e le perturbazioni magnetiche terrestri: durante certe aurore boreali la sua ionizzazione cambia completamente, mentre per altre non è stata notata alcuna variazione.

Si è perciò esaminato sperimentalmente se esista qualche relazione fra l'altezza e la massima concentrazione elettronica dello strato F, nelle notti invernali, e l'attività magnetica terrestre. Dalle registrazioni risulta che l'altezza è sempre tanto maggiore, quanto maggiore è il campo magnetico terrestre; nessuna dipendenza appare invece fra l'intensità del campo magnetico terrestre e la massima concentrazione elettronica.

Per quanto riguarda le relazioni fra strato E e strato F, è stato anche accertato che alcune variazioni dello strato F si presentano contemporaneamente allo strato E anormale; ma non sempre avviene il viceversa, che cioè al presentarsi dello strato E anormale si notino anche variazioni nello strato F.

Le registrazioni suggeriscono quindi l'ipotesi dell'esistenza di due specie di strati E anormali:

a) la prima, che presenta una ionizzazione debole, forse stratificata, giace ad un'altezza di circa 150 km;

b) la seconda, con forte gradiente della concentrazione elettronica nella parte inferiore dello strato, si trova ad un'altezza di circa 100 km.

Sono state notate variazioni dello strato F nell'86 % dei casi di presenza dello strato E anormale della prima specie, mentre nessuna anormalità è stata riscontrata per la presenza di quello della seconda specie. Sembra che i primi strati vengano prodotti da corpuscoli che nel passaggio attraverso lo strato F sono in parte assorbiti, con conseguente ionizzazione, mentre i secondi vengono prodotti da corpuscoli che attraversano lo strato F senza determinarvi alcun effetto. *G. G.*

FISICA GENERALE.

F. H. BRITTAIN — **Il livello di sensazione di un rumore a spettro continuo e la sua applicazione alle misure di livello di sensazione.** (J. A. S. A., luglio 1939, XI, 1 (I), pag. 113-117, con 4 fig.).

Il metodo generalmente adottato per determinare il livello di sensazione di un suono è quello per cui un osservatore medio regola l'intensità di una nota a 1000 Hz sino a che non percepisca una sensazione uguale a quella determinata dal suono in esame: l'intensità della nota, espressa

in decibel a partire dal valore corrispondente alla pressione di 0,0002 dine/cm², viene considerata come il livello di sensazione del suono in phon.

Per ottenere risultati attendibili occorre ovviamente che il confronto ad orecchio con la nota di riferimento sia fatto in condizioni di spazio libero, in modo che l'osservatore senta esclusivamente le onde sonore progressive. Queste condizioni ideali non sono raggiungibili nella maggioranza dei casi e d'altra parte, anche se si riesce ad attuarle, i suoni di cui devesi determinare il livello di sensazione, non vi soddisfano a lungo. Gli inevitabili fenomeni delle onde stazionarie impediscono all'osservatore di eseguire determinazioni soddisfacenti. Per ovviare a siffatto inconveniente si è pensato di adottare una nota di riferimento « ululata », ma anche in questo caso l'orecchio viene spesso ingannato dalla grande variazione che si verifica nel livello di sensazione quando la frequenza ululata sposta rapidamente i ventri e i nodi lungo la traiettoria dell'onda stazionaria.

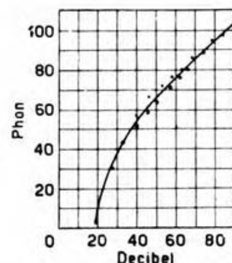


Fig. 1. — Relazione fra l'intensità del rumore e l'intensità della nota a 1000 Hz, giudicate eguali.

L'autore propone quindi di usare come riferimento un suono a spettro continuo, con eguale intensità media in tutte le bande, in modo che sia nell'ascolto sia nelle misure non possano essere rilevati i fenomeni delle onde stazionarie.

A tal proposito è stato studiato il comportamento dell'orecchio per un suono così fatto, onde determinare il livello di sensazione in phon di un rumore a spettro continuo, per tutti i valori compresi fra 0 e 100 phon. Il risultato, che riporta la media delle misure eseguite con dieci osservatori, è mostrato nella figura 1: essa fornisce la relazione fra l'intensità del rumore e quella della nota a 1000 Hz, giudicate eguali. Dalla prima parte del grafico risulta che l'intensità del rumore a spettro continuo supera di 19 dB quella del tono a 1000 Hz. Le due intensità sarebbero eguali se l'orecchio fosse in grado di sommare le energie in tutte le bande di frequenza fra 40 e 15 000 Hz (limiti dello spettro continuo usato). Ciò è molto improbabile, poichè per le basse intensità l'energia in alcune delle bande di frequenza potrebbe essere al disotto della soglia di udibilità.

Analizzando nei particolari il complesso meccanismo dell'udito risulta giustificato l'andamento del grafico riprodotto.

Per dimostrare i vantaggi pratici conseguibili vengono descritte alcune determinazioni del livello di sensazione prendendo in ciascun caso il risultato medio di dieci osservatori. Le misure si riferiscono al rumore prodotto da un piccolo refrigeratore di uso domestico. Il livello di sensazione è stato determinato mediante confronto sia con la nota a 1000 Hz, sia con il rumore a spettro continuo, in ambiente assorbente

e in ambiente riverberante. I risultati delle misure si accordano pienamente con le previsioni, mostrando come il campione di riferimento costituito dal suono a spettro continuo renda possibili precise misure soggettive in ogni ambiente chiuso, anzichè nelle sole camere assorbenti.

Notevole è un'importante bibliografia relativa all'argomento trattato, suddivisa in tre parti: audizione, livello di sensazione, misura dei rumori. *Al. Ba.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

J. H. Piddington — **La diffusione delle onde elettromagnetiche nell'atmosfera più bassa e media.** (Proc. I. R. E., dicembre 1939, XXVII, 12, pag. 753-757, con 2 fig.).

Una discussione sul valore del coefficiente di riflessione relativo ad uno strato di ioni ed elettroni nella troposfera, riferito ai valori di conduttività trovati nel 1935 in occasione dell'ascensione del pallone « Explorer II », porta alla conclusione che gli echi della regione B (al disotto di 30 km) non siano affatto dovuti a riflessioni da uno strato ionizzato, ma piuttosto a riflessioni causate da discontinuità della costante dielettrica atmosferica.

Una verifica sperimentale è stata eseguita col noto metodo degli impulsi, per mezzo di una trasmittente di 15 kW, con modulazione di griglia mediante impulsi della durata di 20 microsecondi, e di un ricevitore a supereterodina avente una larghezza totale di banda di 66 kHz. Essa conduce a valori molto bassi del coefficente di riflessione per la suddetta regione, cioè a valori dell'ordine di 10^{-4} per una frequenza di 6 MHz, in accordo con le previsioni derivanti dalle ipotesi precedenti e in disaccordo con le indicazioni di altri ricercatori.

Usando lo stesso dispositivo, ma con potenza ridotta e con frequenza di 8,8 MHz, l'autore ha trovato per la regione C un coefficente di riflessione pure dell'ordine di 10^{-4}, in accordo con i risultati trovati da alcuni ricercatori e interpretati secondo la sua teoria. Discutendo tale valore del coefficente di riflessione egli avanza l'ipotesi che anche questa regione sia costituita da masse diffondenti e non da strati, e considera infine il probabile meccanismo della sua formazione connettendolo al gradiente atmosferico di temperatura. *G. Pr.*

TABELLE E DATI

Curve universali di risonanza per circuiti affetti da perdite.

ANDREA FERRARI-TONIOLO

Viene mostrato come, con sole quattro curve universali, sia possibile rappresentare l'andamento dell'impedenza e dell'ammettenza (tanto in modulo e fase, quanto in parte reale e parte immaginaria) — e cioè anche della tensione e della corrente — in qualunque circuito risonante in serie ovvero in parallelo, e per risonanza ottenuta con variazione sia di frequenza sia di induttanza sia di capacità.

Le quattro curve date, che appariscono coprire tutti i casi possibili, si debbono adoperare scegliendo, volta per volta secondo quanto viene sistematicamente indicato nelle apposite tabelle, l'opportuna variabile $\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}, \frac{C - C_0}{C_0}, \frac{C - C_0}{C}, \frac{L - L_0}{L_0}, \frac{L - L_0}{L}\right)$ *da usarsi come ascissa.*

1. - I circuiti risonanti affetti da perdite, nelle due forme — fra loro duali — più semplici (fig. 1 e 2), sono stati oggetto di studi assai numerosi, fra i quali i più recenti indicano la tendenza a ricercare espressioni generali delle curve di risonanza in funzione del parametro ε (coefficiente di risonanza).

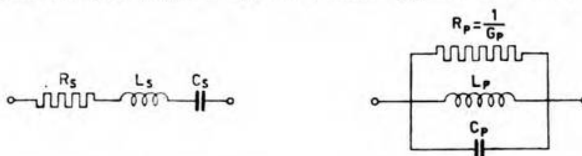


Fig. 1. — Circuito in serie. Fig. 2. — Circuito in parallelo.

Tali curve universali di risonanza vengono tuttavia date [1] attraverso espressioni che, soltanto in via approssimata, possono considerarsi di applicazione generale; e ponendo inoltre diverse limitazioni, sia per il fatto che vien considerato solo il caso di risonanza ottenuta per variazioni di frequenza, sia perchè le curve si riferiscono all'andamento dell'impedenza (o dell'ammettenza) in modulo e fase e non nelle due componenti reale e immaginaria.

Si intende invece qui dare curve di risonanza che si ritiene meritino più completamente la qualifica di universali, indicando la possibilità di usarle in modo semplice e pienamente rigoroso, per variazioni, sia di ω, sia di L, sia di C e considerando anche separatamente le due componenti (reale e immaginaria) dell'impedenza.

2. - Il nostro studio ha come punto di partenza alcune trasformazioni delle elementari espressioni della impedenza o della ammettenza dei due semplici circuiti considerati:

[1] $$Z_S = R_S + j\left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S}\right),$$

[2] $$Y_S = \frac{R_S}{R_S^2 + \left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S}\right)^2} + j\,\frac{\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S}}{R_S^2 + \left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S}\right)^2},$$

per il circuito in serie rappresentato in figura 1;

[3] $$Y_P = G_P + j\left(\frac{1}{\omega L_P} - \omega C_P\right),$$

[4] $$Z_P = \frac{G_P}{G_P^2 + \left(\frac{1}{\omega L_P} - \omega C_P\right)^2} + j\,\frac{\frac{1}{\omega L_P} - \omega C_P}{G_P^2 + \left(\frac{1}{\omega L_P} - \omega C_P\right)^2},$$

per il circuito in parallelo rappresentato in figura 2.

A tali espressioni, cui si possono fare corrispondere le notazioni:

[5] $$Z_S = \text{pre}\,(Z_S) + j\,\text{pim}\,(Z_S)$$

e simili, sono ovviamente legate quelle della impedenza e della ammettenza, date, invece che nella parte reale (pre) e nella parte immaginaria (pim), in modulo e fase:

---

[1] Vedasi ad esempio:
F. E. Terman: Radio engineering - McGraw-Hill, New York, 1937, p. 56.

[6] $$|Z_S| = \sqrt{R_S^2 + \left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S}\right)^2}\ ;$$

[7] $$|Y_S| = \frac{1}{\sqrt{R_S^2 + \left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S}\right)^2}}\ ;$$

[8] $$\varphi_S = \frac{R_S}{|Z_S|} = R_S\,|Y_S|\ ;$$

[9] $$|Y_P| = \sqrt{G_P^2 + \left(\frac{1}{\omega L_P} - \omega C_P\right)^2}\ ;$$

[10] $$|Z_P| = \frac{1}{\sqrt{G_P^2 + \left(\frac{1}{\omega L_P} - \omega C_P\right)^2}}\ ;$$

[11] $$\varphi_P = \frac{G_P}{|Y_P|} = G_P\,|Z_P|\ .$$

Volendo considerare tutte queste espressioni in funzione del coefficiente di risonanza ε, conviene ricordare le eguaglianze:

[12] $$\varepsilon = \frac{1}{R_S}\sqrt{\frac{L_S}{C_S}} = \frac{1}{R_S}\,\omega L_S = \frac{1}{R_S\,\omega C_S}\ ,$$

[13] $$\varepsilon = R_P\sqrt{\frac{C_P}{L_P}} = \frac{R_P}{\omega L_P} = R_P\,\omega C_P\ ;$$

le quali danno ε, per il circuito in serie o rispettivamente per il circuito in parallelo, nei tre distinti casi che sia variabile la frequenza ω, ovvero la capacità C, ovvero la induttanza L.

La possibilità di rappresentare mediante curve universali le funzioni [1], ..., [11] discende dal fatto che l'espressione $\left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S}\right)$, ovvero $\left(\frac{1}{\omega L_P} - \omega C_P\right)$, può agevolmente esprimersi in funzione di ε e di alcuni parametri che derivano assai semplicemente da ω, L e C, rispettivamente nei tre casi suaccennati.

Se è ω la variabile, si ha infatti:

[14] $$\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S} = \sqrt{\frac{L_S}{C_S}}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = R_S\,\varepsilon\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\ ;$$

[15] $$\frac{1}{\omega L_P} - \omega C_P = \sqrt{\frac{C_P}{L_P}}\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right) = G_P\,\varepsilon\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)\ ;$$

dove rispettivamente:

[16] $$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}}, \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{L_P C_P}}.$$

Se la variabile è C:

[17] $$\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S} = \omega L_S \left(\frac{C_S - C_0}{C_S}\right) = R_S\, \varepsilon \left(\frac{C_S - C_0}{C_S}\right);$$

[18] $$\frac{1}{\omega L_P} - \omega C_P = \frac{1}{\omega L_P}\left(\frac{C_0 - C_P}{C_0}\right) = G_P\, \varepsilon \left(\frac{C_0 - C_P}{C_0}\right);$$

dove rispettivamente:

[19] $$C_0 = \frac{1}{\omega^2 L_S}, \quad C_0 = \frac{1}{\omega^2 L_P}.$$

Se la variabile è L:

[20] $$\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S} = \frac{1}{\omega C_S}\left(\frac{L_S - L_0}{L_0}\right) = R_S\, \varepsilon \left(\frac{L_S - L_0}{L_0}\right);$$

[21] $$\frac{1}{\omega L_P} - \omega C_P = \omega C_P \left(\frac{L_0 - L_P}{L_P}\right) = G_P\, \varepsilon \left(\frac{L_0 - L_P}{L_P}\right);$$

dove rispettivamente:

[22] $$L_0 = \frac{1}{\omega^2 C_S}, \quad L_0 = \frac{1}{\omega^2 C_P}.$$

3. - Come si vede, le formule [14], ..., [21] contengono alcune variabili, dedotte, a volta a volta, dalle variabili fondamentali ω, L, C, secondo tre tipi principali di espressioni:

$$\frac{\omega'}{\omega} - \frac{\omega}{\omega'}, \quad \frac{C - C'}{C}, \quad \frac{L - L'}{L}.$$

Aggiungendo a queste le variabili, assai usate in pratica, del tipo $\frac{\omega}{\omega_0}$, si possono indicare tutte le seguenti espressioni, utili allo studio dei fenomeni di risonanza (2).

---

(2) Sono state introdotte le diciture che seguono, allo scopo di un più comodo riferimento, aggiungendo ad espressioni già comuni altre costituite per analogia con parole di uso corrente.

Variabili dedotte dalla frequenza:

[23] « frequenza relativa » $\nu = \frac{\omega}{\omega_0}$;

[24] « disaccordo relativo (in frequenza) » $\vartheta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$;

[25] « dissonanza » $\chi = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$.

Variabili dedotte dalla capacità:

[26] « capacità relativa » $\nu_C = \frac{C}{C_0}$;

[27] « disaccordo relativo (in capacità) » $\vartheta_C = \frac{C - C_0}{C_0}$;

[28] « apotonia capacitiva » $a_C = \frac{C - C_0}{C}$.

Variabili dedotte dalla induttanza:

[29] « induttanza relativa » $\nu_L = \frac{L}{L_0}$;

[30] « disaccordo relativo (in induttanza) » $\vartheta_L = \frac{L - L_0}{L_0}$;

[31] « apotonia induttiva » $a_L = \frac{L - L_0}{L}$.

Fra tutte queste grandezze sussistono ovviamente diverse relazioni algebriche, di cui riportiamo qui il quadro completo.

Variabili dedotte dalla frequenza:

[32] $$\nu = \vartheta + 1 = \frac{\chi}{2} + \sqrt{\frac{\chi^2}{4} + 1} ;$$

[33] $$\vartheta = \nu - 1 = \frac{\chi}{2} - 1 + \sqrt{\frac{\chi^2}{4} + 1} ;$$

[34] $$\chi = \nu - \frac{1}{\nu} = \vartheta \frac{2 + \vartheta}{1 + \vartheta} .$$

Variabili dedotte dalla capacità:

[35] $$\nu_C = \vartheta_C + 1 = \frac{1}{1 - a_C} ;$$

[36] $$\vartheta_C = \nu_C - 1 = \frac{a_C}{1 - a_C};$$

[37] $$a_C = 1 - \frac{1}{\nu_C} = \frac{\vartheta_C}{1 + \vartheta_C}.$$

Variabili dedotte dall'induttanza:

[38] $$\nu_L = \vartheta_L + 1 = \frac{1}{1 - a_L};$$

[39] $$\vartheta_L = \nu_L - 1 = \frac{a_L}{1 - a_L};$$

[40] $$a_L = 1 - \frac{1}{\nu_L} = \frac{\vartheta_L}{1 - \vartheta_L}.$$

4. - Consideriamo ora le espressioni delle curve di risonanza, cioè partitamente le funzioni $|Z_S|$, φ_S, pre (Y_S), pim (Y_S), $|Y_P|$, φ_P, pre (Z_P), pim (Z_P), date nelle formule [6], [8], [2], [9], [11], [4].

Tali espressioni possono assumere carattere universale (3) qualora si considerino i rapporti:

[41] $$\frac{R_S}{|Z_S|}; \quad \frac{\text{pre}(Y_S)}{G_S}; \quad \frac{\text{pim}(Y_S)}{G_S};$$
$$\frac{G_P}{|Y_P|}; \quad \frac{\text{pre}(Z_P)}{R_P}; \quad \frac{\text{pim}(Z_P)}{R_P}.$$

Ognuno di questi rapporti può essere interpretato anche come un rapporto di correnti nel caso di alimentazione con tensione costante; o, rispettivamente, un rapporto di tensioni nel caso di alimentazione con corrente costante. Ad esempio, il quoziente $\frac{R_S}{|Z_S|}$ equivale al rapporto fra corrente generica e corrente massima (che si ha in risonanza) nel circuito in serie alimentato con tensione costante; ovvero al quoziente tra tensione minima (in risonanza) e tensione generica ai capi del circuito in serie alimentato con corrente costante; e analogamente per l'interpretazione degli altri rapporti.

Le 8 espressioni, date in [41] più le φ_S e φ_P, debbono considerarsi successivamente come funzioni di ω, ovvero di C, ovvero di L; risultano così 24 funzioni, le quali, tuttavia, *sono rappresentabili mediante sole 4 curve.*

---

(3) Si noti che φ_S e φ_P hanno già tale carattere.

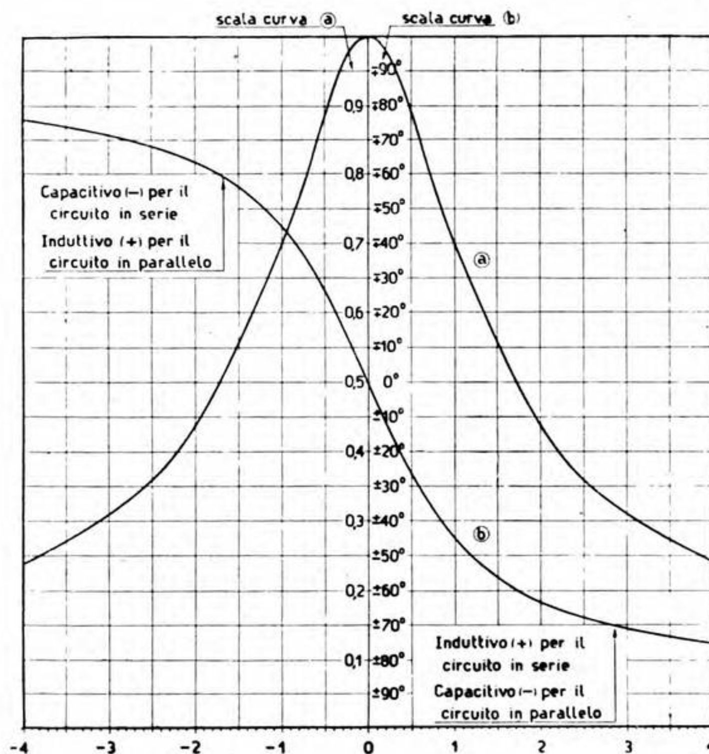


Fig. 3. — Curve *a* e *b* corrispondenti rispettivamente alle equazioni $y = \frac{1}{\sqrt{1+x^2}}$ ed $y = \arccos \frac{1}{\sqrt{1+x^2}}$; i valori delle ordinate e delle ascisse devono ricercarsi nelle tabelle I e II.

Infatti, se consideriamo i rapporti $\frac{R_S}{|Z_S|}$ e $\frac{G_P}{|Y_P|}$ successivamente come funzioni di ω, di C e di L, troviamo (ricordando le formule [6], [9], [14], ..., [21], [25], ..., [31]):

$$\frac{R_S}{|Z_S(\omega)|} = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2\chi^2}}\,; \quad \frac{G_P}{|Y_P(\omega)|} = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2\chi^2}}\,;$$

$$[42] \qquad \frac{R_S}{|Z_S(C)|} = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2\alpha_C^2}}\,; \quad \frac{G_P}{|Y_P(C)|} = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2\vartheta_C^2}}\,;$$

$$\frac{R_S}{|Z_S(L)|} = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2\vartheta_L^2}}\,; \quad \frac{G_P}{|Y_P(L)|} = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2\alpha_L^2}}\,.$$

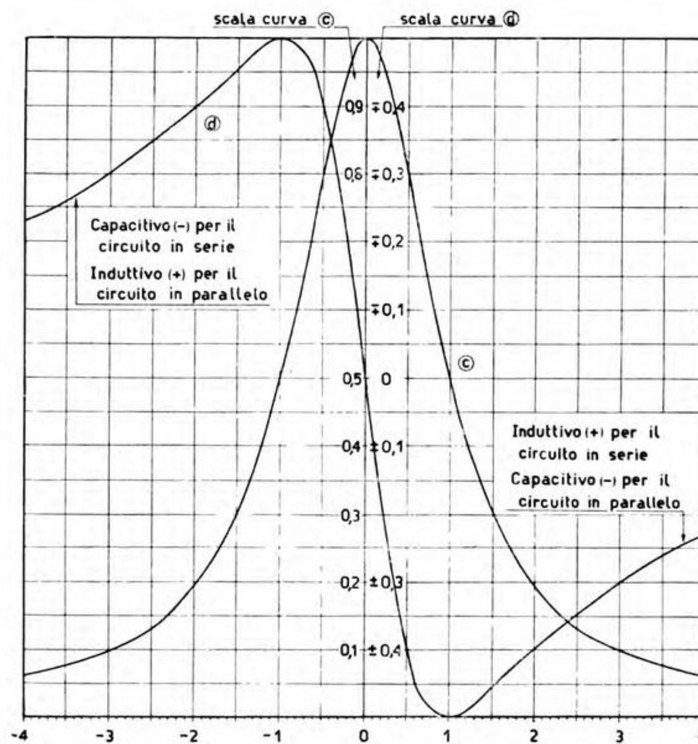


Fig. 4. — Curve *c* e *d* corrispondenti rispettivamente alle equazioni $y = \frac{1}{1 + x^2}$ ed $y = \frac{x}{1 + x^2}$; i valori delle ordinate e delle ascisse devono ricercarsi nelle tabelle I e II.

È chiaro che tutte queste espressioni possono essere rappresentate da un'unica curva universale *a* di equazione:

$$y = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}}, \qquad [43]$$

dove la variabile x corrisponde, a volta a volta, ai prodotti $\varepsilon\chi$, $\varepsilon\alpha_C$, $\varepsilon\alpha_L$, $\varepsilon\vartheta_C$, $\varepsilon\vartheta_L$.

Analogamente le 6 espressioni di φ_S e φ_P possono essere date attraverso un'unica curva *b* di equazione:

$$y = \text{arc cos} \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}}; \qquad [44]$$

TABELLA I. — Dati per i circuiti in serie.

Ordinata		Curva	Ascissa
$\frac{R_S}{\lvert Z_S(\omega)\rvert}$	$\left(\frac{I}{I_{max}}\right)_{V=cost}$ $\left(\frac{V_{min}}{V}\right)_{I=cost}$	*a*	
$\varphi_S(\omega)$	sotto risonanza: capacità sopra risonanza: induttanza	*b*	$x = \varepsilon\,\chi = \varepsilon\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \cong$
	$\frac{\text{pre}\,[Y_S(\omega)]}{G_S}$	*c*	$\cong 2\,\varepsilon\,\vartheta = 2\,\varepsilon\,\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$
$\frac{\text{pim}\,[Y_S(\omega)]}{G_S}$	sotto risonanza: capacità sopra risonanza: induttanza	*d*	
$\frac{R_S}{\lvert Z_S(L)\rvert}$	$\left(\frac{I}{I_{max}}\right)_{V=cost}$ $\left(\frac{V_{min}}{V}\right)_{I=cost}$	*a*	$x = \varepsilon\,\vartheta_L = \varepsilon\,\frac{L - L_0}{L_0} \cong$
$\varphi_S(L)$	sotto risonanza: capacità sopra risonanza: induttanza	*b*	$\cong \varepsilon\,\alpha_L = \varepsilon\,\frac{L - L_0}{L}$
	$\frac{\text{pre}\,[Y_S(L)]}{G_S}$	*c*	$x = \varepsilon\,\alpha_L = \varepsilon\,\frac{L - L_0}{L} \cong$
$\frac{\text{pim}\,[Y_S(L)]}{G_S}$	sotto risonanza: capacità sopra risonanza: induttanza	*d*	$\cong \varepsilon\,\vartheta_L = \varepsilon\,\frac{L - L_0}{L_0}$
$\frac{R_S}{\lvert Z_S(C)\rvert}$	$\left(\frac{I}{I_{max}}\right)_{V=cost}$ $\left(\frac{V_{min}}{V}\right)_{I=cost}$	*a*	$x = \varepsilon\,\alpha_C = \varepsilon\,\frac{C - C_0}{C} \cong$
$\varphi_S(C)$	sotto risonanza: capacità sopra risonanza: induttanza	*b*	$\cong \varepsilon\,\vartheta_C = \varepsilon\,\frac{C - C_0}{C_0}$
	$\frac{\text{pre}\,[Y_S(C)]}{G_S}$	*c*	$x = \varepsilon\,\vartheta_C = \varepsilon\,\frac{C - C_0}{C_0} \cong$
$\frac{\text{pim}\,[Y_S(C)]}{G_S}$	sotto risonanza: capacità sopra risonanza: induttanza	*d*	$\cong \varepsilon\,\alpha_C = \varepsilon\,\frac{C - C_0}{C}$

TABELLA II. — Dati per i circuiti in parallelo.

Ordinata	Curva	Ascissa
$\frac{G_P}{\mid Y_P(\omega)\mid}$ $\left(\frac{I_{\text{min}}}{I}\right)_{V=\text{cost}}$ $\left(\frac{V}{V_{\text{max}}}\right)_{I=\text{cost}}$	a	
$\varphi_P(\omega)$ sotto risonanza: induttanza sopra risonanza: capacità	b	$x = \varepsilon\,\chi = \varepsilon\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \cong$
$\frac{\text{pre}\,[Z_P(\omega)]}{R_P}$	c	$\cong 2\,\varepsilon\,\vartheta = 2\,\varepsilon\,\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$
$\frac{\text{pim}\,[Z_P(\omega)]}{R_P}$ sotto risonanza: induttanza sopra risonanza: capacità	d	
$\frac{G_P}{\mid Y_P(L)\mid}$ $\left(\frac{I_{\text{min}}}{I}\right)_{V=\text{cost}}$ $\left(\frac{V}{V_{\text{max}}}\right)_{I=\text{cost}}$	a	$x = \varepsilon\,a_L = \varepsilon\,\frac{L - L_0}{L} \cong$
$\varphi_P(L)$ sotto risonanza: induttanza sopra risonanza: capacità	b	$\cong \varepsilon\,\vartheta_L = \varepsilon\,\frac{L - L_0}{L_0}$
$\frac{\text{pre}\,[Z_P(L)]}{R_P}$	c	$x = \varepsilon\,\vartheta_L = \varepsilon\,\frac{L - L_0}{L_0} \cong$
$\frac{\text{pim}\,[Z_P(L)]}{R_P}$ sotto risonanza: induttanza sopra risonanza: capacità	d	$\cong \varepsilon\,a_L = \varepsilon\,\frac{L - L_0}{L}$
$\frac{G_P}{\mid Y_P(C)\mid}$ $\left(\frac{I_{\text{min}}}{I}\right)_{V=\text{cost}}$ $\left(\frac{V}{V_{\text{max}}}\right)_{I=\text{cost}}$	a	$x = \varepsilon\,\vartheta_C = \varepsilon\,\frac{C - C_0}{C_0} \cong$
$\varphi_P(C)$ sotto risonanza: induttanza sopra risonanza: capacità	b	$\cong \varepsilon\,a_C = \varepsilon\,\frac{C - C_0}{C}$
$\frac{\text{pre}\,[Z_P(C)]}{R_P}$	c	$x = \varepsilon\,a_C = \varepsilon\,\frac{C - C_0}{C} \cong$
$\frac{\text{pim}\,[Z_P(C)]}{R_P}$ sotto risonanza: induttanza sopra risonanza: capacità	d	$\cong 2\,\vartheta_C = \varepsilon\,\frac{C - C_0}{C_0}$

le 6 espressioni di $\frac{\text{pre}(Z_P)}{R_P}$ e $\frac{\text{pre}(Y_S)}{G_S}$ sono rappresentate dall'unica curva c:

$$y = \frac{1}{1 + x^2} \; ; \tag{45}$$

le 6 espressioni di $\frac{\text{pim}(Z_P)}{R_P}$ e $\frac{\text{pim}(Y_S)}{G_S}$ corrispondono all'unica curva d:

$$y = \frac{x}{1 + x^2} \; . \tag{46}$$

Le quattro curve a, b, c, d, corrispondenti alle equazioni [43], [44], [45], [46], sono riportate nelle annesse figure 3 e 4, e costituiscono curve di risonanza di uso veramente universale.

Le ascisse e le ordinate hanno diversi opportuni significati secondo quale dei 24 casi possibili interessa considerare. Le tabelle I e II riassumono i significati da dare alle ascisse e alle ordinate, in ogni singolo caso.

I simboli sono facilmente interpretabili; i pedici max e min indicano rispettivamente la corrente (o tensione) massima e minima, quale risulta in condizioni di risonanza. Una volta fissata l'ordinata che interessa considerare, si ha in immediata corrispondenza l'indicazione della curva che si deve usare e del significato che si deve dare all'ascissa.

Ad esempio, se interessa l'andamento della corrente in un circuito risonante in serie, alimentato con tensione costante, per variazione di frequenza intorno al valore di risonanza, si vede, al sommo della tabella I, che la curva rappresentativa di questo caso è la curva a, quando le ascisse risultino dall'espressione $\varepsilon \chi = \varepsilon \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$.

È da notare che, in base alle relazioni [32], ..., [40] si può anche sostituire, *in via approssimata*, χ con 2ϑ, α_C con ϑ_C e α_L con ϑ_L. Tali sostituzioni approssimate sono pure indicate, per ogni singolo caso, nelle tabelle I e II; e possono risultare comode, data la maggior praticità e diffusione d'uso delle variabili « disaccordo relativo (in frequenza, capacità o induttanza) » in confronto delle altre variabili elencate.

L'approssimazione raggiungibile, anche con codeste sostituzioni, cresce ovviamente al crescere di ε; gli errori sono sempre inferiori al 5 % non appena ε supera 20.

In ogni caso, tuttavia, come si è detto, le curve presentate nelle figure 3 e 4 si prestano ad una interpretazione matematicamente rigorosa, quando si scelga opportunamente la variabile sulle ascisse.

Torino - Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Borse di studio del C. N. R. per allievi ricercatori elettrotecnici. — Il Comitato per l'Ingegneria (Reparto Elettrotecnico) del C. N. R. mette a concorso tre borse di studio per allievi ricercatori, che intendano avviarsi al lavoro sperimentale nel campo dell'elettrotecnica in un laboratorio universitario italiano.

Le proposte di assegnazione delle borse, in carta libera, debbono essere formulate ciascuna da un Direttore di laboratorio universitario od equiparato (di elettrotecnica o di scienze affini) ed inviate alla Segreteria del Comitato per l'Ingegneria del C. N. R. (Roma, Piazzale delle Scienze, Palazzo del C. N. R.) entro il 31 dicembre 1940-XIX. Nella proposta il Direttore di laboratorio indica il nome dell'allievo ricercatore, a cui la borsa dovrebbe concedersi, i suoi titoli di studio, la data da cui l'assegnazione dovrebbe decorrere e l'indirizzo di massima del lavoro da intraprendere.

La concessione della borsa comporta la liquidazione di L. 600 lorde mensili, da effettuarsi a favore dell'assegnatario fino ad un massimo complessivo di L. 6000 (durata della borsa 10 mesi), oltre ad un premio di L. 1000 da concedersi al termine del periodo di 10 mesi, se impiegato dall'assegnatario in modo ben rispondente ai fini della borsa. La liquidazione avviene per bimestri posticipati in seguito a dichiarazione favorevole del Direttore di laboratorio proponente. Essa è subordinata altresì alla dichiarazione, da parte dell'assegnatario, di non percepire per nessun titolo altri compensi e di dedicare la propria attività professionale esclusivamente al lavoro di ricerca.

La liquidazione dell'assegno cessa (anche prima del termine di 10 mesi) se per qualunque motivo cessano di essere soddisfatte le condizioni predette, o se l'assegnatario vi rinuncia, o se il Direttore ne fa proposta per insufficienza di attitudini o di buona volontà, dimostrata dall'allievo.

Sull'assegnazione delle borse deciderà entro il gennaio 1941-XIX il Comitato per l'Ingegneria del C. N. R. *Re.*

Corso di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezioni: Costruzioni Elettromeccaniche e Comunicazioni Elettriche). — Il R. Politecnico di Torino notifica che sono aperte per l'anno 1940-41-XIX le iscrizioni al Corso di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezioni: Costruzioni Elettromeccaniche e Comunicazioni Elettriche), diretto dal prof. G. Vallauri, presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

Il Corso di perfezionamento in Elettrotecnica « Galileo Ferraris » ha come fondamento i seguenti insegnamenti generali:

Elettrotecnica generale (prof. G. Vallauri); *Elettrotecnica complementare* (prof. G. Someda); *Misure elettriche* (prof. L. Ferraris); *Impianti elettrici* (prof. C. Palestrino); *Costruzioni elettromeccaniche* (prof. G. M. Pestarini); *Comunicazioni elettriche* (prof. E. Soleri); *Trazione elettrica* (prof. M. Semenza).

Da tali insegnamenti generali possono essere esentati quegli iscritti che provino di aver precedentemente seguito con profitto corsi analoghi. Inoltre coloro che si iscrivono alla Sezione Costruzioni Elettromeccaniche sono esentati dal frequentare il corso di Comunicazioni elettriche, e coloro che si iscrivono alla Sezione Comunicazioni Elettriche sono esentati dal frequentare i corsi di Impianti elettrici, di Costruzioni elettromeccaniche e di Trazione elettrica.

Per ciascuna delle due Sezioni, il Corso consiste in insegnamenti speciali, integrati da gruppi di conferenze di carattere monografico.

Il Corso ha la durata di un anno accademico. Ad esso possono essere iscritti i laureati in ingegneria od in fisica. Il Corso rilascia un certificato di perfezionamento in Elettrotecnica (Sezione Costruzioni Elettromeccaniche, ovvero Sezione Comunicazioni Elettriche).

Possono venir ammessi al Corso gli ufficiali in servizio permanente effettivo di artiglieria, genio e marina, anche se sprovvisti di diploma di ingegnere. Ad essi verrà rilasciato un semplice certificato degli esami superati.

Gli esami delle materie speciali per ciascuna Sezione si svolgeranno durante la sessione estiva. La prova finale si svolgerà nella sessione autunnale, non oltre il 15 dicembre, dopo che il candidato avrà svolto un lavoro di carattere teorico e sperimentale.

Oltre che come semplici iscritti, si può essere ammessi a seguire il Corso come allievi interni. Gli allievi interni frequenteranno l'Istituto con orario normale (dalle ore 8,15 alle 12 e dalle 14,15 alle 18, tutti i giorni feriali, escluso il sabato pomeriggio) dal 7 gennaio alla fine di dicembre 1941, esclusi due mesi di ferie; essi seguiranno l'attività normale del reparto dell'Istituto cui saranno assegnati.

Fra gli allievi interni, i più meritevoli potranno essere assegnatari di borse di studio, costituite coi mezzi forniti dalla Fondazione Politecnica Piemontese e dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale. Tali borse, assegnate a giudizio insindacabile di apposita Commissione, sono di L. 8000 ognuna, suddivise in 10 assegni di 700 lire per ogni mese di presenza, ed un premio di 1000 lire, da conferirsi, al termine del godi-

mento della borsa, su parere conforme della Commissione chiamata ad esaminare il lavoro finale. Potranno inoltre essere concessi altri premi agli allievi che se ne dimostrassero particolarmente meritevoli. L'esito del Corso di perfezionamento potrà essere considerato come titolo di preferenza per un'eventuale assunzione nel personale dell'Istituto.

Con l'appoggio delle industrie nazionali specializzate, agli allievi del Corso è data la possibilità di compiere, nei mesi estivi, tirocini pratici presso stabilimenti.

Entrambe le sezioni hanno in comune i seguenti corsi:

Alcune questioni di analisi matematica applicata all'elettrotecnica (prof. G. M. Pestarini); *Fondamenti di teoria dei circuiti* (dott. ing. A. Ferrari-Toniolo); *Fenomeni elettrici transitori* (prof. A. M. Angelini); *Complementi di misure elettriche* (dott. ing. P. Lombardi); *Fondamenti di fotometria, fotoelettricità* (prof. R. Deaglio); *Materiali speciali per elettrotecnica* (prof. C. Chiodi).

Per la Sezione Costruzioni Elettromeccaniche verranno svolti i seguenti corsi speciali:

Stabilità e asimmetria di carico nelle macchine e linee elettriche (prof. G. M. Pestarini); *Prove ad alta tensione e ad impulso* (prof. A. M. Angelini); *Mutatori* (prof. A. Asta); *Metadinamo* (dott. ing. A. Carrer); *Illuminazione* (prof. R. Deaglio).

Verranno inoltre svolti da parte di specialisti corsi monografici e gruppi di conferenze su: *Problemi meccanici nella costruzione delle macchine elettriche; Macchine speciali; Trazione elettrica; Impianti di riscaldamento; Tecnologie speciali; Organizzazione industriale; ...*

Sotto la guida degli insegnanti dei singoli corsi verranno eseguite prove di laboratorio e misure, relative agli argomenti svolti. Tali esercitazioni occuperanno due pomeriggi alla settimana. Le lezioni per la Sezione Costruzioni Elettromeccaniche saranno complessivamente di sette per settimana.

Per l'iscrizione alla Sezione Costruzioni Elettromeccaniche del Corso, sono messe a concorso tre borse di studio per allievi interni, secondo le norme indicate.

Per la Sezione Comunicazioni Elettriche verranno svolti i seguenti corsi speciali:

Circuiti di comunicazioni elettriche (dott. ing. A. Ferrari-Toniolo); *Radiotecnica generale* (prof. M. Boella); *Elettroacustica* (dott. ing. A. Gigli); *Misure speciali radiotecniche* (prof. A. Pinciroli); *Radioricevitori e amplificatori per audiofrequenze* (dott. ing. G. Dilda); *Calcolo e costruzione di radiotrasmettitori* (prof. M. Boella); *Tecnica telefonica e telegrafica* (prof. E. Soleri); *Telecomunicazioni di tipo speciale* (dott. ing. A. Ferrari-Toniolo).

Verranno inoltre svolti da parte di specialisti corsi monografici e gruppi di conferenze su: *Antenne direttive; Microonde; Disturbi alle radiotrasmissioni; Televisione; Cellule fotoelettriche; Cablografia; Telefonia automatica e semiautomatica; Tecnologie speciali; ...*

Sotto la guida degli insegnanti dei singoli corsi verranno eseguite prove di laboratorio e misure, relative agli argomenti svolti. Tali esercitazioni occuperanno tre pomeriggi alla settimana. Le lezioni per la Sezione Comunicazioni Elettriche saranno in numero di dieci alla settimana. Verranno organizzate visite, in Torino e fuori, a stazioni radiotrasmittenti, a centrali telefoniche, telegrafiche e fototelegrafiche, e ad industrie della tecnica delle comunicazioni elettriche.

Per l'iscrizione alla Sezione Comunicazioni Elettriche del Corso, sono messe a concorso quattro borse di studio per allievi interni. Inoltre sono messe a concorso due borse di studio (ciascuna di L. 8500) per il perfezionamento nella tecnica termoelettronica, istituite dalla Fabbrica Italiana Valvole Radio Elettriche (F.I.V.R.E.). Gli assegnatari di tali borse frequenteranno per sei mesi la Sezione Comunicazioni Elettriche del Corso, percependo un assegno mensile di L. 700. Compiuti gli esami dei singoli corsi speciali, essi verranno ammessi ad un tirocinio di cinque mesi presso gli Stabilimenti della F.I.V.R.E., con un assegno mensile di L. 850.

Le lezioni avranno inizio l'8 gennaio 1941 e termineranno il 30 giugno 1941.

Per l'iscrizione all'una o all'altra delle Sezioni del Corso è necessario compilare domanda in carta legale da L. 4 indirizzata al Direttore del Politecnico e inviarla alla Segreteria del Politecnico medesimo (Castello del Valentino) entro ed assolutamente non oltre il 31 dicembre 1940, allegando i documenti indicati nel bando.

Per l'ammissione al Corso come allievo interno deve essere inviata domanda separata al Presidente dell'I.E.N.G.F., entro il 15 dicembre 1940. In tale domanda si dovrà specificare se si aspira ad una delle borse di studio per l'una o l'altra Sezione; e si allegherà una breve esposizione relativa ai titoli scolastici conseguiti, ai lavori precedentemente svolti, alla conoscenza di lingue estere, nonchè qualunque documento atto a comprovare la preparazione del candidato. L'ammissione come allievo interno potrà avvenire, su espressa richiesta dell'interessato, anche in mesi antecedenti il gennaio 1941.

Gli ammessi al Corso dovranno pagare per tassa di iscrizione L. 500; sopratassa per esami L. 75; sopratassa speciale L. 150; contributi di laboratorio L. 175; contributo assistenziale e premio di assicurazione contro gli infortuni L. 40.

Per ulteriori chiarimenti ci si rivolga all'ufficio di direzione del Corso (dott. ing. A. Ferrari-Toniolo, I.E.N.G.F., Corso Massimo d'Azeglio, 42, Torino). *Re.*

Vol. IX - N. 10 Ottobre 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On examine la possibilité d'employer les oscillateurs à transconductance négative du type à champ freinant dans la conversion de fréquence.

Après avoir rappelé les méthodes jusqu'ici proposées pour la mesure de la transconductance de conversion dans les tubes électroniques, on examine la possibilité de les appliquer à la détermination de la même grandeur dans les tubes à transconductance négative à champ freinant.

On rapporte les résultats d'une série de mesures et on donne enfin des indications pour un développement ultérieur du problème.

On décrit un appareil pour l'analyse de la turbulence dans les tunnels aérodynamiques, réalisé pour le Laboratoire Aéronautique du Polytechnique Royal de Turin.

L'appareil se compose d'un fil anémométrique de platine, du diamètre de 0,01 mm et de la longueur de quelques millimètres, monté sur un support permettant de disposer et orienter le fil anémométrique de façon convenable au sein de la section d'expérience du tunnel aérodynamique. Le fil est porté à une température élevée par un courant continu. Les variations de résistence provoquées par le refroidissement dû à la turbulence, produisent à l'extrémité du fil une différence de potentiel variable; cette différence est amplifiée par un amplificateur qui pourvoit aussi à compenser les effets de l'inertie thermique du fil.

L'amplificateur à quatre étages a une amplification totale de 1 000 000 environ. Une amplification si élevée est nécessaire car le circuit, branché entre le second et le troisième étage d'amplification pour la compensation de l'inertie thermique du fil, utilise seulement une fraction

de la tension utile. La nécessité d'une telle amplification qui doit s'étendre jusqu'aux fréquences les plus basses, où se trouve distribuée la plus grande partie de l'énergie correspondant aux phénomènes de turbulence, a conduit à devoir surmonter des considérables difficultés dans la réalisation de l'amplificateur.

On décrit en outre l'instrument de mesure terminal, constitué par un milliampèremètre à thermocouple convenablement protégé, et le circuit à pont, qui permet d'étalonner l'ensemble de façon à obtenir la correction de l'inertie thermique.

On reporte enfin les graphiques et les résultats des expériences qui montrent le comportement de l'appareil et ses possibilités d'application.

Tableaux et Données:

On démontre que, moyennant quatre seules courbes universelles, on peut représenter l'allure de l'impédance et de l'admittance (en module et phase, aussi bien qu'en partie réelle et partie imaginaire) — c'est à dire aussi de la tension et du courant — dans un circuit quelconque, résonnant en série ou bien en parallèle et pour résonnance déterminée à la suite d'une variation soit de fréquence soit d'inductance soit de capacité.

Les quatre courbes données permettent donc de résoudre tous le cas possibles; il faut seulement choisir, tour à tour, selon les indications systématiques des tables expressément préparées, la variable la plus convenable $\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0};\ \frac{C - C_0}{C_0};\ \frac{C - C_0}{C};\ \frac{L - L_0}{L_0};\ \frac{L - L_0}{L}\right)$ *à user comme abscisse.*

Vol. IX - N. 10 Ottobre 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Applicability of negative transconductance brake field type oscillators in frequency conversion is dealth with.

After having analyzed various methods, proposed up to now, to measure conversion transconductance, possibility to apply the same methods to measure conversion transconductance of negative transconductance brake field type is examined.

Finally, experimental results are reported and other possibilities in this field are indicated.

A description is given of an apparatus for the analysis of turbulence in wind tunnels, developed for the Aeronautical Laboratory, R. Polytechnic High School, Turin.

The apparatus consists in the first place of an anemometer platinum-wire, of 0,01 mm diameter and a few millimeters long, mounted on a suitable support wich allows the setting and the orientation of the anemometer wire along the testing cross-section of the wind tunnel. The wire is heated to a high temperature by a direct current. The resistance variations produced by the cooling effect of the turbulence develop a variable voltage which is amplified by a suitable amplifier providing also the compensation of the thermic inertia of the wire.

The four-stage amplifier has an overall amplification of about 1 000 000. Such a high amplification is necessary as the circuit which provides compensation for the wire's thermic inertia (inserted between the second and the third stage of the amplifier) makes use only of a fraction of the available voltage. The necessity for such a high amplification, extended to the lowest frequencies which contain the greater

Vol. IX - N. 10 Ottobre 1940-XVIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

Die Möglichkeit wird geprüft, Bremsfeldoszillatoren mit innerer negativer Kennlinie auf das Problem der Frequenzmischung anzuwenden.

Nach eine allgemeine Uebersicht über die verschiedenen Methoden, welche man bisher für die Messung der Ueberlagerungssteilheit einer Elektronenröhre vorgeschlagen hat, prüft man die Möglichkeit, sie auf die Bestimmung der Ueberlagerungssteilheit einer Bremsfeldröhre anzuwenden.

Es werden erhaltene Messergebnisse beschrieben und erörtert und die möglichen Wege für die weitere Entwicklung des Problems gezeigt.

Es wird ein Apparat zur Untersuchung der Turbulenz im Windkanal beschrieben, der von der Versuchsanstalt für Luftfahrtforschung an der Königlichen Technischen Hochschule zu Turin gebaut worden ist.

Der Apparat besteht vor allem aus einem Platin-Hitzdraht von 0,01 mm Querschnitt und der Länge von einigen Millimetern. Er ist auf einer sachgemässen Haltevorrichtung befestigt, die es gestattet, den Hitzdraht im Windkanal zu bewegen und an die gewünschte Versuchsstelle zu bringen. Der Hitzdraht wird mittels Gleichstrom auf eine hohe Temperatur gebracht. Die Widerstandsveränderungen, hervorgerufen durch die von der Turbulenz verursachte Abkühlung, erzeugen einen variablen Spannungsunterschied am Ende des Drahtes.

Dieser Spannungsunterschied wird verstärkt durch einen geeigneten Verstärker, der ausserdem dazu dient, die Wirkungen der thermischen Trägheit des Drahtes auszugleichen.



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. IX - N. 11 (PUBBLICAZIONE MENSILE) NOVEMBRE 1940-XIX

ALTA FREQUENZA



RIVISTA DI RADIOTECNICA
TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

A.F. IX-11 NOV. 1940

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. IX — NOVEMBRE 1940-XIX — N. 11

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . **L. 50**
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO. . . » **6**

ANNATE ARRETRATE: I (1932), **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937), **L. 40** CIASCUNA; VII (1938), VIII (1939), **L. 50** CIASCUNA.

SOMMARIO

Vol. IX Novembre 1940-XIX N. 11

ALTA FREQUENZA



Sensibilità di radioricevitori.

Il problema della precisa determinazione delle caratteristiche di un apparecchio, non appena questo venga messo a disposizione di chi dovrà adoperarlo, s'impone sùbito, non soltanto ai fini che si potrebbero dire commerciali, in quanto connessi col passaggio dell'apparecchio dal costruttore all'utente, ma anche ai fini di una sempre più approfondita conoscenza delle caratteristiche stesse e di un ulteriore loro miglioramento. A tale scopo si cerca di precisare queste ultime mediante un certo numero di dati, scelti fra i più rappresentativi e importanti, che vengono definiti nel modo più semplice possibile, e si stabiliscono anche i metodi di misura, i quali, se pure un po' convenzionali, dovrebbero comunque essere molto semplici e abbastanza facilmente riproducibili.

Spesso accade poi di constatare che codeste caratteristiche, anzichè essere tra di loro indipendenti, presentino mutui legami, e siano ciascuna, per qualche aspetto, essenziale, talchè la determinazione di una senza l'altra risulti opera fallace. Bisogna allora collegare le varie misure, eliminando contraddizioni e limitazioni, e si cerca di avvicinarsi a quello scopo che appare spesso soltanto un miraggio, di riuscire con un solo elemento, con un solo numero o con una sola qualifica, a definire la qualità dell'apparecchio.

Esempio significativo di codesto processo è offerto dalla determinazione delle caratteristiche di un radioricevitore. Superato ormai da tempo lo stadio in cui ci si accontentava del fatto che un radioricevitore funzionasse bene — secondo un apprezzamento del tutto soggettivo — si desidera ora essere in grado di sapere a priori, che cosa ci si debba aspettare da esso in determinate condizioni. È evidente l'importanza di una tale previsione, onde nel fervore di ricerche e prove sui radiori-

cevitori, cui si presta viva attenzione in Italia, bene s'inquadra lo studio dell'ingegnere Koch, il quale affronta il problema della determinazione della loro sensibilità, in relazione soprattutto col rumore di fondo.

Questo è notoriamente dovuto in parte a motivi che sono eliminabili e riducibili ad un valore praticamente trascurabile, in parte ad altri che, essendo inerenti all'uso dei tubi elettronici e alla natura stessa dell'elettricità, rappresentano cause assolutamente inevitabili. Esso ha grande importanza per tutti gli apparecchi che s'incontrano nella tecnica delle correnti deboli, perchè quella che può dirsi in termine generico la loro prestazione, se è limitata, da un lato, dal massimo segnale compatibile con la comparsa delle distorsioni non lineari, trova dall'altro lato il limite del minimo segnale compatibile col rumore di fondo.

Accanto a codesti aspetti del problema, altri ne compaiono non meno interessanti: basti ad esempio citare l'influenza che esercita la gamma delle frequenze trasmessa, onde anche questa caratteristica resta strettamente coinvolta nell'indagine. Lo studio, che esamina altresì i limiti di sensibilità dei moderni radioricevitori, termina opportunamente con una raccolta di risultati ottenuti sperimentando l'applicazione dei concetti esposti.

"Sintesi" di circuiti elettrici.

Come già si è altra volta accennato, il problema della « sintesi » dei circuiti elettrici, cioè del progetto di circuiti di caratteristiche assegnate, è uno di quei problemi che appassionano e che appare tuttora lungi dall'essere risolto in modo sistematico e completo, anche soltanto dal punto di vista teorico.

Per quel che riguarda la sintesi dei bipoli, cioè di apparecchi a due soli terminali, un lavoro di O. Brune è, nel breve tempo trascorso dalla sua comparsa, divenuto classico, perchè imposta e risolve il problema in maniera che si può dire fondamentale. Quell'importante lavoro presenta tuttavia l'inconveniente di esser poco facilmente accessibile per un lettore italiano, poichè l'ha pubblicato una rivista che, normalmente, è assai difficile trovare nelle nostre biblioteche.

D'altra parte il professore Cocci, che ha precedentemente elaborato una teoria dei quadripoli di pure reattanze chiusi su resistenze, dimostra ora come tale teoria si presti assai bene anche allo studio della sintesi di bipoli e come, con codesto interessante metodo, il problema si possa

impostare e risolvere in maniera che appare anche più generale che non quella inerente al procedimento del Brune.

L'articolo che pubblichiamo dà al lettore direttamente modo di fare un confronto fra il metodo del Brune e il nuovo proposto, anche attraverso esempi numerici assai opportunamente svolti secondo le due vie. La fecondità della teoria esposta si dimostra similmente in altre applicazioni; e altre ancora se ne annunziano su problemi più complessi, come quelli, ad esempio, dei separatori elettrici.

Indice generale delle pubblicazioni dell'A. E. I.

È stato in questi giorni distribuito ai soci dell'Associazione Elettrotecnica Italiana il fascicolo che contiene l'indice di tutti gli scritti originali comparsi nelle pubblicazioni periodiche di essa, dalle origini alla fine del 1938. Fu progettato in occasione del venticinquennio della maggiore rivista dell'A. E. I., « L'Elettrotecnica », ed è stato esteso ai precedenti « Atti », ai « Rendiconti delle riunioni annuali » e alle annate di « Alta Frequenza ».



In tal modo, con le sue più che 10 000 voci, l'indice costituisce una documentazione completa dell'attività del sodalizio nel campo della letteratura tecnica, attività che è soltanto uno degli aspetti dell'opera svolta da esso per lo sviluppo e il progresso della scienza e delle applicazioni dell'elettricità nel nostro Paese.

Un semplice sguardo alla mole assunta dall'indice — 106 pagine di grande formato — permette di farsi un'idea esatta dell'importanza e della vastità degli scritti contenuti nei periodici dell'A. E. I. Un esame più minuzioso del fascicolo mette in evidenza come tali periodici costituiscano veramente una miniera, alla quale gli studiosi possono sempre rivolgersi con la certezza di trovarvi materia utilissima. E della consultazione, con la sua duplice classifica per materia e per autore, l'indice fornisce una chiave preziosa, non altrimenti sostituibile.

LA REDAZIONE.

LA SENSIBILITÀ DEI RADIORICEVITORI E I METODI PER LA SUA DETERMINAZIONE

RENATO KOCH

Dopo un breve cenno sull'importanza della sensibilità nei radioricevitori, si mette in evidenza nella I parte l'influenza che la presenza del rumore di fondo ha sulle condizioni di ricezione. Dimostrata l'incompletezza della definizione di sensibilità usata in talune norme e nella letteratura tecnica, si propone una definizione più generale e più rispondente alla realtà. Si definisce inoltre il rumore di fondo presente in un ricevitore e si riassumono brevemente le cause che contribuiscono alla sua formazione e le espressioni da utilizzare per portarne in conto gli effetti.

Nella II parte si espone la non perfetta aderenza alla realtà degli usuali metodi per la misura della sensibilità e si descrive un metodo capace di fornire risultati più significativi. Si espongono inoltre i criteri per stabilire le modalità da introdurre nel metodo di misura e, dopo aver messo in evidenza l'andamento della sensibilità in funzione della potenza d'uscita e del rapporto fra segnale e rumore di fondo, confermandolo con risultati sperimentali, si accenna ad un sistema di raccogliere i risultati delle misure di sensibilità in modo da ottenere un'indicazione della prestazione complessiva di un ricevitore alle diverse frequenze.

Nella III parte si determinano i limiti posti alla sensibilità dei ricevitori allo stadio attuale della tecnica e le condizioni che bisogna soddisfare per conseguire i valori limiti stessi. Si espongono infine i risultati di una ricerca sperimentale intesa ad ottenere i massimi valori di sensibilità e si confrontano i risultati ottenuti sperimentalmente con quelli calcolati in base alle espressioni teoriche.

1. - Premesse.

Tra le caratteristiche di un radioricevitore, la sensibilità è una delle più importanti, in quanto essa fornisce una indicazione del valore di segnale che il ricevitore è in grado di rendere percepibile e, quindi, della distanza alla quale il ricevitore stesso permette di operare il collegamento radio con un determinato trasmettitore, una volta fissate le caratteristiche dell'aereo ricevente.

Sotto questo punto di vista si può anzi considerare la sensibilità come la caratteristica base di un ricevitore, poichè tutte le altre caratteristiche, quali la selettività, la fedeltà di riproduzione e la stabilità, presuppongono nel ricevitore l'esistenza di una determinata sensibilità, senza la quale esse perderebbero completamente di significato.

Data l'importanza che questa caratteristica assume nei riguardi della prestazione del ricevitore, è necessario che i concetti dai quali si parte per la sua definizione ed i metodi adottati per la sua determinazione siano atti a riprodurre fedelmente le condizioni che si verificano nella realtà.

Scopo del presente lavoro è appunto quello di contribuire alla soluzione di questo problema, mettendo in evidenza i fattori dai quali dipende la sensibilità di un ricevitore, la rispondenza dei metodi usati per la sua determinazione ed infine i valori limiti ad essa imposti, allo stadio attuale della tecnica.

PARTE I.

SENSIBILITÀ E RUMORE DI FONDO.

2. - Generalità.

Per quanto riguarda la sensibilità, il funzionamento di un ricevitore consiste nel rendere percepibile dall'operatore il segnale a radiofrequenza captato dall'aereo ricevente. Se applichiamo, cioè, alla boccola d'entrata del ricevitore un segnale a radiofrequenza E_i, modulato con un grado di modulazione m, il ricevitore dovrà fornire ai morsetti d'uscita una potenza d'uscita riproducente la modulazione del segnale d'entrata e di valore tale che, applicata al rivelatore acustico, dia luogo in esso a vibrazioni capaci di impressionare l'orecchio dell'operatore.

Indicando allora con V_m la tensione corrispondente alla potenza d'uscita desiderata e con A il grado di amplificazione complessivo del ricevitore, potremo scrivere:

[1] $$V_m = A\, m\, E_i\,.$$

Una volta stabilito il valore di V_m, in base alle caratteristiche del rivelatore acustico impiegato, le condizioni di funzionamento del ricevitore restano perciò definite dal valore del segnale d'entrata E_i e da quello corrispondente del grado d'amplificazione necessario per renderlo percepibile.

Consideriamo ora il funzionamento di un ricevitore quando il valore di E_i diminuisca progressivamente, rendendo necessario un aumento corrispondente di A per ottenere costantemente all'uscita il valore di V_m stabilito. Questo equivale nella realtà ad esaminare il comportamento del ricevitore con l'aumentare della distanza che lo separa dalla sorgente di emissione dei segnali desiderati.

Agli effetti delle condizioni di ricezione che il ricevitore è in grado di assicurare, possiamo allora individuare tre zone.

Nella prima, caratterizzata da forti valori di E_i e da valori relativamente deboli di A, cioè a distanze limitate dal trasmettitore, la tensione che si ha all'uscita del ricevitore riproduce esattamente, o quasi, la modulazione del segnale d'entrata: la ricezione è perfetta. Potremo dare perciò a questa zona il nome di « zona di assenza del rumore » o « zona di ricezione indisturbata ».

Nella seconda zona, con l'aumentare della distanza dal trasmettitore, i valori di E_i sono meno grandi e quelli di A più elevati: all'uscita del ricevitore, oltre alla modulazione del segnale, si nota la presenza di un complesso di oscillazioni di forma irregolare, che costituiscono il così detto « rumore di fondo » del ricevitore, e che si risolvono in definitiva in un disturbo della ricezione. Con l'aumentare dell'amplificazione il livello del rumore di fondo aumenta e la ricezione del segnale diventa sempre più disturbata. Per individuare la qualità della ricezione in questa zona è necessario fare riferimento all'attenuazione del rumore di fondo rispetto al livello della modulazione del segnale, cioè al rapporto tra segnale e rumore di fondo. Chiameremo quindi questa « zona di ricezione disturbata » o « zona del rapporto tra segnale e rumore di fondo ».

Nella terza zona infine, cioè a grandi distanze dal trasmettitore, i valori di E_i sono molto deboli e quelli di A molto elevati: all'uscita del ricevitore il rumore di fondo è prevalente rispetto alla modulazione del segnale e ne rende quindi impossibile la ricezione. È questa la « zona di ricezione impossibile » o « zona di prevalenza del rumore di fondo ».

Vedremo in seguito con quali criteri si debbano stabilire dal punto di vista quantitativo i confini fra una zona e l'altra: è bene dire subito che però essi subiscono variazioni notevoli secondo le caratteristiche della modulazione del segnale, del rumore di fondo e del tipo di ricevitore. D'altra parte, per ragioni evidenti, il passaggio da una zona all'altra non è netto, ma graduale, così che le estremità contigue delle singole zone sono praticamente sovrapposte.

Ora allo stadio attuale della tecnica, e specialmente dopo l'introduzione del principio del cambiamento di frequenza, l'amplificazione che è possibile ottenere in un ricevitore è praticamente illimitata: un ricevitore può quindi fornire in generale condizioni di ricezione che interessano tutte e tre le zone ora definite.

D'altra parte, in base alla stessa definizione, il funzionamento di un ricevitore nella zona di prevalenza del rumore non è utilizzabile e deve perciò essere evitato: resta così stabilito per ogni ricevitore, in corrispondenza al termine della seconda zona ed all'inizio della terza, un valore massimo dell'amplificazione praticamente utilizzabile, il quale rappresenta un limite da non sorpassare in sede di progetto e di costruzione.

3. - Definizione di sensibilità nelle diverse condizioni di ricezione.

Inquadrate così nello schema descritto le possibilità della ricezione, per definire la sensibilità basterà ricordare che questa caratteristica deve indicare la capacità del ricevitore ad assicurare la percezione del segnale ed insieme la qualità della percezione stessa.

È necessario quindi che la definizione di sensibilità escluda il funzionamento del ricevitore nella terza zona e metta in evidenza l'influenza del rumore di fondo nella seconda, che abbraccia la grande maggioranza dei casi pratici, pur non escludendo la possibilità di un funzionamento in assenza di rumore di fondo.

Ora, la definizione fino ad oggi adottata dalle Norme Ufficiali Americane ([1]) e dalla grande maggioranza della letteratura tecnica ([2]) per la sensibilità di un ricevitore è sostanzialmente la seguente: « La sensibilità di un radioricevitore è la caratteristica che determina il valore minimo di segnale di entrata capace di generare ai morsetti d'uscita un valore desiderato di segnale d'uscita ».

Questa definizione, cioè, non porta in conto in nessun modo l'influenza del rumore di fondo, ed in essa la sensibilità resta definita soltanto in base all'amplificazione del ricevitore, come risulta dalla [1] dove, una volta fissato V_m, E_i ed A sono legati in modo univoco.

Se questa definizione non porta inconvenienti nella zona di assenza del rumore, cioè per i ricevitori di scarsa amplificazione, essa può dar luogo ad interpretazioni errate nella zona del rapporto tra segnale e rumore di fondo, cioè nella grande maggioranza dei casi pratici e non si presta perciò ad esprimere in forma generale il concetto di sensibilità.

Per ottenere una definizione che abbia una rispondenza effettiva con le condizioni reali di ricezione e sia valevole in tutte le zone, è necessario, come si è detto, introdurre un riferimento alla presenza del rumore di fondo ([3]).

Una definizione di sensibilità rispondente a questi concetti può essere formulata nel modo seguente:

La sensibilità è la caratteristica del ricevitore individuata dalla minima ampiezza di segnale che esso è atto a rendere percepibile correttamente. Essa è misurata dal valore minimo di tensione d'entrata necessario per

---

([1]) I. R. E.: Standards on radio receivers 1938.

([2]) Si veda ad esempio:
H. Barkhausen: Elektronen-Röhren - S. Hirzel, Leipzig, 1940, IV, p. 221.

([3]) La necessità di questo riferimento è stata da tempo avvertita dai tecnici italiani. Nella bozza di « Norme italiane per il collaudo dei radioricevitori », compilata dal R. I. E. C. per incarico del Comitato Superiore Tecnico fin dal 1937, vengono infatti proposte una definizione di sensibilità ed un metodo per la sua misura che portano in conto l'influenza del rumore di fondo. Le norme in questione, che sono state proposte anche all'esame dell'A. E. I., dovranno essere pubblicate prossimamente.

ottenere una potenza d'uscita prestabilita, con un determinato valore del rapporto tra segnale e rumore di fondo.

Si ha così una definizione completamente generale e capace di fornire un indizio sulla prestazione del ricevitore nell'esercizio pratico.

Che cosa si debba intendere per percezione corretta del segnale risulta già chiaramente da quanto precede: tuttavia su questo e sul valore del rapporto tra segnale e rumore di fondo torneremo in seguito.

4. - Rumore di fondo e sua influenza sulla qualità della ricezione.

Definita così la sensibilità di un ricevitore, è opportuno ora esaminare un po' più da vicino che cosa si intenda per rumore di fondo di un ricevitore ed in che modo si possano portare in conto i suoi effetti.

Sono oramai ben note le diverse cause che contribuiscono alla formazione del rumore di fondo nell'interno di un ricevitore. Tra di esse possiamo annoverare principalmente le seguenti:

a) le fluttuazioni di tensione prodotte ai capi dei circuiti dall'agitazione termica degli elettroni;

b) le fluttuazioni intorno al valor medio delle correnti assorbite dagli elettrodi dei tubi termoionici, dovute alla struttura corpuscolare dell'elettricità;

c) il ronzio d'alimentazione e di modulazione (nei ricevitori alimentati con corrente alternata);

d) gli effetti di tipo microfonico e simili dovuti a sollecitazioni meccaniche;

e) le imperfezioni varie degli elementi dei circuiti (resistenze, condensatori, e via dicendo) e delle resistenze di contatto.

Le cause *c*, *d* ed *e* non sono sempre presenti e possono quindi essere considerate come anormali: i loro effetti possono d'altra parte essere ridotti ad entità praticamente trascurabili mediante speciali accorgimenti adottati in sede di progetto e di costruzione. Le cause *a* e *b* sono invece indissolubilmente collegate ai principi utilizzati nei radioricevitori e alla natura fisica dei fenomeni che in essi hanno sede: i loro effetti sono quindi sempre presenti nei ricevitori, ed hanno dei limiti al di sotto dei quali non è possibile scendere.

Per questa ragione quando si parla di rumore di fondo nei ricevitori si fa generalmente riferimento soltanto a questi due ordini di cause ed ai loro effetti; ad essi ci riferiremo anche nel corso della presente trattazione.

Le fluttuazioni di tensione e di corrente, che nascono nell'interno del ricevitore, sono completamente disordinate e possono quindi essere rappresentate da uno spettro in cui tutte le frequenze sono presenti con la stessa intensità. Amplificate attraverso i diversi stadi del ricevitore queste fluttuazioni dànno luogo nel rivelatore acustico (altoparlante o cuffia) a vibrazioni di forma irregolare, che riproducono in generale, secondo la curva di sensibilità del rivelatore acustico in funzione della

frequenza, lo spettro di basse frequenze costituito dai battimenti ad audiofrequenza delle componenti a radiofrequenza che riescono ad attraversare il ricevitore, in base alla forma della sua curva di risposta elettrica.

Quello che si chiama rumore di fondo è appunto la sensazione che queste vibrazioni irregolari producono sull'orecchio, sensazione che rappresenta, nei riguardi della percezione del segnale desiderato, un disturbo più o meno intenso e più o meno fastidioso, a parità di potenza di rumore presente all'uscita, a seconda della ripartizione in frequenza delle componenti del rumore, in quanto anche la sensibilità dell'orecchio non è uniforme con la frequenza.

Tenendo conto di questi diversi fattori si potrebbero ricavare i requisiti ai quali debbono soddisfare la curva di risposta elettrica del ricevitore e quella elettroacustica del rivelatore acustico affinchè il disturbo prodotto dal rumore di fondo sia minimo, compatibilmente con una sufficiente fedeltà di riproduzione del segnale desiderato.

Tuttavia questo studio, anche se molto interessante, ci porterebbe troppo fuori dei limiti posti a questo lavoro; d'altra parte le conclusioni che se ne trarrebbero avrebbero un valore comune per qualsiasi ricevitore. Possiamo quindi per il momento prescinderne, e poichè è sempre facile stabilire una relazione fra l'intensità acustica e la potenza o tensione d'uscita corrispondente al rumore di fondo, ci limiteremo qui a considerare la potenza o la tensione di rumore presenti all'uscita di un ricevitore, l'influenza che il loro valore ha sulle condizioni di ricezione, ed i fattori (relativi alle cause *a* e *b*) che contribuiscono a determinarlo: alle stesse grandezze faremo riferimento anche nella misura del rumore di fondo.

Cominceremo anzitutto col mettere in evidenza l'importanza che la presenza di un segnale non modulato applicato all'entrata del ricevitore ha sul valore del rumore di fondo. In assenza di segnale infatti, come si è detto, il rumore di fondo è dovuto alle interferenze delle componenti a radiofrequenza del rumore: il valore di queste componenti è in generale molto piccolo, così che lo stadio rivelatore lavora in condizioni sfavorevoli. In queste condizioni, che si verificano in realtà in corrispondenza degli intervalli fra i segnali nel caso della telegrafia con onde modulate, si ha all'uscita il « rumore di fondo proprio del ricevitore ». Quando invece nel ricevitore è presente un segnale di onda portante, le componenti del rumore possono essere considerate come la modulazione di quest'onda portante, ed ai battimenti che si originano dalle interferenze delle singole componenti si aggiungono quelli derivanti dall'interferenza tra esse e l'onda portante: così che l'entità del rumore di fondo è proporzionale all'ampiezza di quest'ultima ([4]): il punto di lavoro del rivelatore inoltre, per effetto dell'amplificazione del segnale di onda portante, si sposta verso una zona più

([4]) S. Ballantine: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 1377.

favorevole. Ne consegue che all'uscita avremo in questo caso un « rumore di fondo con onda portante » di entità molto maggiore ed a cui dovremo fare riferimento nella ricezione in telefonia dove, anche durante gli intervalli della modulazione, è sempre presente un segnale d'onda portante.

Nella ricezione telegrafica di onde persistenti, costituite da una successione di segnali d'onda portante, il rumore di fondo a cui dovremo riferirci sarà quello che si verifica in assenza di segnale d'entrata, ma in presenza dell'oscillatore di nota applicato al rivelatore, e che chiameremo « rumore di fondo in onde persistenti ».

Ciò premesso, e con riferimento alle cause accennate, si può dare per il rumore di fondo la seguente definizione:

Il rumore di fondo di un ricevitore è la manifestazione, rilevabile in un trasduttore elettroacustico applicato ai morsetti d'uscita del ricevitore, degli effetti dovuti sia ai fenomeni elettronici, sia ai diversi fenomeni perturbatori che si originano nei suoi elementi costitutivi, quando all'entrata del ricevitore non sia applicato alcun segnale oppure quando sia applicato un segnale non modulato.

La sua misura viene eseguita applicando all'ingresso del ricevitore un segnale a radiofrequenza non modulato, nel caso dei ricevitori radiotelefonici, oppure lasciando inserito l'oscillatore di nota nei ricevitori radiotelegrafici, e misurando all'uscita l'intensità acustica sonora oppure la potenza o la tensione d'uscita ad essa corrispondente.

Chiarito così che cosa si debba intendere per rumore di fondo e quali siano le grandezze alle quali bisogna riferirsi per valutare l'influenza che esso ha sulle condizioni di ricezione, passiamo ad esaminare in che modo si possa tener conto delle cause che contribuiscono alla sua formazione nell'interno del ricevitore.

5. - Espressione delle fluttuazioni di tensione nei circuiti e delle fluttuazioni di corrente nei tubi termoionici.

Il fenomeno dell'agitazione termica nei circuiti elettrici è stato messo in luce per la prima volta da Johnson [5] e la relazione quantitativa che fornisce il valore delle fluttuazioni di tensione provocate in un circuito elettrico dall'agitazione termica è stata indicata da Nyquist [6], ed è stata successivamente confermata da molti ricercatori, tanto da essere ormai universalmente accettata. Essa si può esprimere come segue.

Gli effetti risultanti dal fenomeno dell'agitazione termica dell'elettricità in un circuito passivo possono essere interpretati supponendo in serie ad ogni resistenza R_t del circuito una f. e. m. fluttuante E_t, e ricavando quindi ai capi del circuito la f. e. m. di fluttuazione com-

---

(5) J. B. JOHNSON: Phys. Rev., 1928, XXXII, p. 97.
(6) H. NYQUIST: Phys. Rev., 1928, XXXII, p. 110.

plessiva in base alle note teorie dei circuiti elettrici. Il valore della E_t si ricava dalla:

$$\overline{E_t^2} = 4\,K\,T\,R_t\,\Delta f\,, \qquad [2]$$

dove con $\overline{E_t^2}$ si è indicato il valor medio del quadrato della f. e. m. fluttuante E_t, cioè il quadrato del suo valore efficace espresso in volt, con K la costante di Boltzmann uguale a $1{,}37 \cdot 10^{-23}$ J/°C, con T la temperatura assoluta in gradi Kelvin, con R_t la resistenza ohmica del circuito in ohm, e con Δf l'intervallo di frequenza considerato, in hertz.

Per quanto riguarda le fluttuazioni di corrente che nascono nell'interno dei tubi termoionici, il fenomeno è stato messo in luce per la prima volta da Schottky (7) ed è stato successivamente analizzato dal punto di vista fisico così come da quello matematico sia dallo stesso Schottky sia da molti altri ricercatori (8): numerosi contributi sperimentali hanno confermato le previsioni teoriche, almeno per quanto riguarda i casi più semplici. Per quanto riguarda i casi più complessi, che più frequentemente si verificano in pratica e quindi maggiormente interessano, non si può dire invece che il fenomeno sia completamente chiarito, perchè le diverse ipotesi fisiche e matematiche non hanno ancora trovato le basi per un accordo completo, nè sono state fino ad oggi suffragate da una convincente conferma sperimentale.

Nel caso dei tubi a molti elettrodi usati come amplificatori a radiofrequenza nei moderni ricevitori le cause elementari che si possono portare in conto sono le seguenti:

1) effetto grandine o mitraglia (*shot effect* o *Schrot Effekt*) dovuto alle variazioni del flusso elettronico emesso dal catodo in conseguenza della struttura corpuscolare dell'elettricità;

2) effetto di scintillamento (9) (*flicker effect* o *Funkel Effekt*), che è dovuto alle variazioni, nel tempo, della emissione di piccole zone del catodo e si verifica specialmente nei catodi rivestiti;

3) effetto dovuto alle emissioni secondarie;

4) effetto di distribuzione statistica del flusso elettronico.

L'effetto di scintillamento può essere in generale trascurato perchè il suo spettro è limitato alle basse frequenze e quindi le sue componenti non riescono ad attraversare gli stadi a radiofrequenza del ricevitore.

Riferendosi alle cause 1, 3 e 4 ed alle condizioni di emissione limitata per effetto della carica spaziale, l'espressione delle fluttuazioni complessive di corrente può essere messa sotto la forma:

---

(7) W. SCHOTTKY: Ann. der Phys., 1918, LVII, p. 541.

(8) È impossibile dare qui un elenco completo dei lavori pubblicati sull'argomento. Per una bibliografia abbastanza ampia si veda:
C. J. BAKKER e B. VAN DER POL: Recueil des travaux U. R. S. I., 1938, V (1), p. 217.

(9) La stessa denominazione è usata nel linguaggio tecnico per indicare le brusche variazioni di frequenza che si generano nei trasmettitori, sempre a causa di improvvise variazioni dell'emissione catodica.

[3] $$\overline{i_a^2} = 2\,F^2\,e\,I_a\,\Delta f\,,$$

dove $\overline{i_a^2}$ è il quadrato del valore efficace della corrente fluttuante in ampere, riferito ad un intervallo di frequenza Δf in hertz, quando il valor medio della corrente è I_a, e è la carica elettronica uguale a $1{,}59 \cdot 10^{-19}$ C ed F^2 è un fattore di correzione che porta in conto gli effetti di carica spaziale, di emissione secondaria e di distribuzione statistica della corrente fra i diversi elettrodi [esso può essere calcolato mediante formule più o meno complicate, che qui non riportiamo per brevità e per le quali si rimanda ai lavori principali pubblicati sull'argomento ([10])].

Se ora vogliamo ricavare il valore della tensione fluttuante E_g che applicata sulla griglia del tubo produce sulla placca le fluttuazioni di corrente date dalla [3], basterà scrivere:

[4] $$\overline{E_g^2} = 2\,F^2\,\frac{e\,I_a}{S^2}\,\Delta f\,,$$

dove con S (mA/V) abbiamo indicato la transconduttanza del tubo.

E se, per omogeneità con la [2], vogliamo ottenere la resistenza equivalente R_{eq} che, posta sulla griglia del tubo ad una temperatura T uguale a quella dell'ambiente, produrrebbe per agitazione termica fluttuazioni di tensione pari a quelle date dalla [4], basterà scrivere:

[5] $$\overline{E_g^2} = 4\,K\,T\,R_{eq}\,\Delta f\,,$$

da cui:

[6] $$R_{eq} = F^2\,\frac{e\,I_a}{2\,K\,T\,S^2}\,.$$

Nelle figure 1 e 2 sono stati riportati i valori di F^2 e di R_{eq} misurati su un tubo termoionico collegato come pentodo e come triodo ([11]): i valori per il funzionamento come pentodo sono notevolmente più elevati, nei confronti di quelli del funzionamento come triodo, per l'effetto di distribuzione statistica del flusso elettronico fra griglia schermo ed anodo.

6. - Tensione equivalente di rumore in un ricevitore. Modulazione di rumore.

Riassumendo, agli effetti delle fluttuazioni di tensione e di corrente, un tubo termoionico con il suo circuito di griglia si comporta come se

([10]) C. J. Bakker e B. van der Pol: loc. cit. nota ( ).
W. Schottky: Telefunken Röhre, 1936, 8, p. 196; Ann. der. Phys., 1938, XXXII, p. 5.
M. Ziegler: Rev. techn. Philips, 1937, II, p. 136 e 329; 1938, III, p. 193.
H. Rothe e W. Engbert: Telefunken Röhre, 1937, 11, p. 183.

([11]) Le figure 1 e 2 sono state riprodotte dal lavoro di H. Rothe e W. Engbert [loc. cit. nota ([10])].

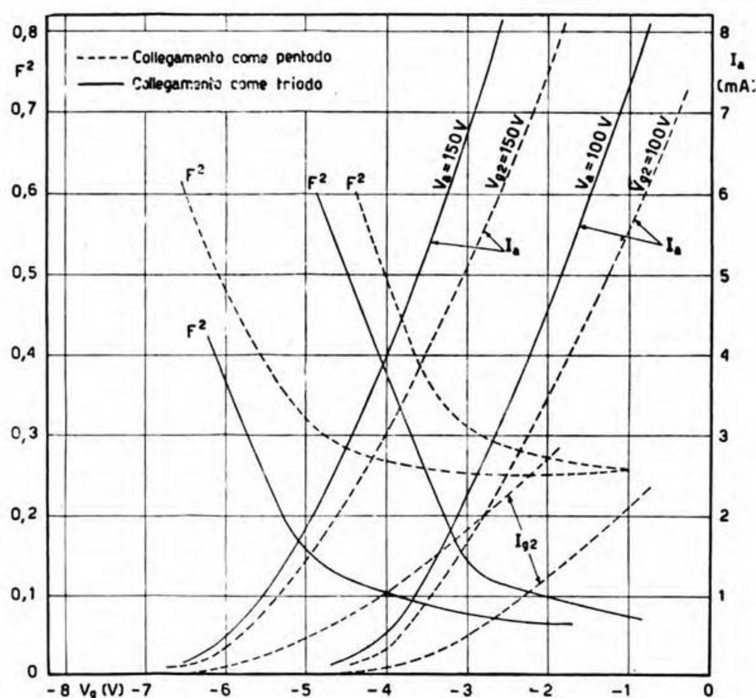


Fig. 1. — Andamento del fattore F^2
per un tubo termoionico collegato come pentodo e come triodo.

alla sua griglia fosse applicata una tensione di rumore complessiva E_r data dalla (12):

$$[7] \qquad \overline{E_r^2} = \overline{E_t^2} + \overline{E_g^2} = 4\,K\,T\,(R_t + R_{eq})\,\Delta f\,.$$

La E_r si calcola immediatamente in base alla [7], dove tutti i fattori sono noti oppure facilmente determinabili.

In particolare di K, T e Δf abbiamo già visto il significato ed il valore.

La R_{eq} si ricava dai listini delle case costruttrici dei tubi oppure, se è possibile, da misure dirette.

La R_t è la resistenza del circuito applicato sulla griglia. Nel caso di un circuito accordato la R_t è la resistenza dinamica o resistenza equivalente del circuito, cioè è data da $\frac{L}{RC}$, dove R è la resistenza in serie del circuito, equivalente a tutte le perdite che in esso si generano.

(12) Per ottenere l'effetto totale bisogna sommare i quadrati delle singole componenti.

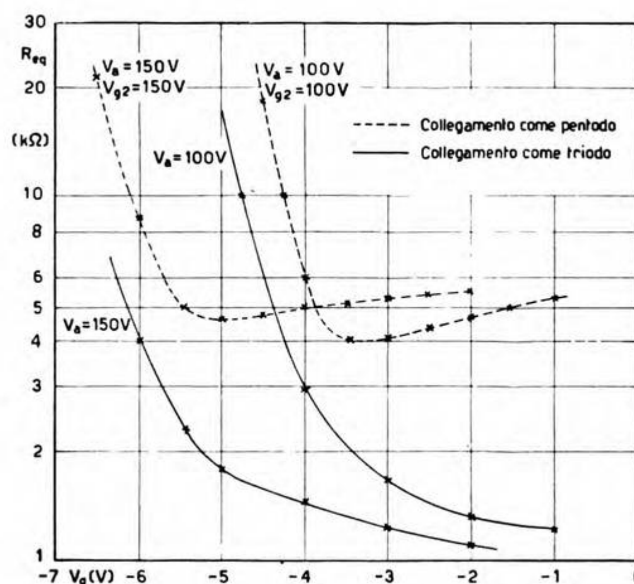


Fig. 2. — Andamento della resistenza equivalente per un tubo termoionico collegato come pentodo e come triodo.

Ottenute così le E_r corrispondenti ad ogni stadio del ricevitore, si può determinare, in base all'amplificazione dei singoli stadi, il valore della E_r complessiva che, applicata sulla griglia del primo tubo, equivale a tutte le singole E_r.

Se indichiamo con E_{r1}, E_{r2}, ..., E_{rn} le tensioni di rumore equivalenti degli stadi 1, 2, ..., n e con A_1, A_2, ..., A_n le amplificazioni degli stadi corrispondenti, la tensione E_r complessiva risulta dalla:

$$[8] \quad \overline{E_r^2} = \overline{E_{r1}^2} + \frac{\overline{E_{r2}^2}}{A_1^2} + \frac{\overline{E_{r3}^2}}{A_1^2 A_2^2} + \ldots + \frac{\overline{E_{rn}^2}}{A_1^2 A_2^2 \ldots A_{n-1}^2} \,.$$

Dati i valori che si hanno per le amplificazioni, i termini successivi al primo nella [8] hanno rispetto a questo un ordine di grandezza di solo qualche percento: la contribuzione degli stadi successivi a quello di ingresso nel valore della E_r risultante è quindi praticamente trascurabile, come si vedrà anche in seguito in alcuni esempi numerici.

In questo caso la [8] diventa:

$$[9] \quad E_r^2 = E_{r1}^2 = 4\,K\,T\,(R_t + R_{eq})\,\Delta f\,,$$

e la E_r coincide quindi con la tensione di rumore del primo stadio.

È opportuno notare a questo punto che con Δf abbiamo finora indicato l'ampiezza della banda passante negli stadi a radiofrequenza del ricevitore.

Se consideriamo un segnale modulato, l'intervallo Δf comprende le due bande laterali di modulazione ed è quindi uguale al doppio di ognuna delle due bande.

Se ora si vuole esprimere la E_r in funzione della larghezza di banda a bassa frequenza Δf_{bf} è necessario osservare che quest'ultima ha una ampiezza uguale a quella di una banda laterale.

Si ha cioè:

$$\Delta f = 2 \, \Delta f_{bf} \, .$$

Poichè le fluttuazioni di tensioni dovute al rumore sono amplificate esattamente nello stesso modo delle bande laterali di modulazione, dopo la rivelazione l'ampiezza della E_r sarà determinata dalla risultante delle due bande laterali. Si avrà cioè:

[9']
$$\overline{E_r^2} = 4 \, K \, T \, (R_t + R_{eq}) \cdot 2 \, \Delta f_{bf} = \\ = 8 \, K \, T \, (R_t + R_{eq}) \, \Delta f_{bf} \, .$$

È questa la relazione che deve essere tenuta presente per il calcolo della E_r una volta data la curva di risposta elettrica a bassa frequenza del ricevitore.

Determinata in questo modo l'espressione della tensione di rumore E_r, che applicata sulla griglia del primo tubo equivale a tutte le cause che contribuiscono a provocare il rumore di fondo nell'interno del ricevitore e quindi alla sua uscita, basterà, per esaminare l'influenza che il rumore di fondo ha sulle condizioni di ricezione, riferire il valore di E_r a quello del segnale d'entrata desiderato E_i. A questo proposito ricordiamo che con E_i si è finora rappresentata l'ampiezza del segnale d'entrata a radiofrequenza applicato all'ingresso del ricevitore, cioè in corrispondenza della boccola d'antenna. Ora fra l'entrata d'antenna e la griglia del primo tubo si ha in generale una certa amplificazione A_a per cui, indicando con E_m l'ampiezza di segnale desiderato generato sulla griglia del primo tubo per effetto di E_i e con m al solito il grado di modulazione di E_i, avremo:

[10]
$$m \, E_m = m \, E_i \, A_a \, .$$

L'influenza del rumore di fondo sul segnale modulato sarà perciò definita sulla griglia del primo tubo dal rapporto $\frac{m \, E_m}{E_r}$, oppure sull'entrata di antenna dal rapporto equivalente $\frac{m \, E_i \, A_a}{E_r}$, o anche, indicando con:

[11]
$$E_{ra} = \frac{E_r}{A_a}$$

la tensione di rumore equivalente sull'entrata di antenna, dal rapporto:

$$\frac{m\,E_i}{E_{ra}}\,.$$

Sotto questa forma l'uso del rapporto riesce particolarmente comodo perchè in esso figura il valore del segnale d'entrata, cioè la sensibilità.

Mettendo questo rapporto in relazione con quello delle potenze d'uscita, P_m dovuta alla modulazione del segnale e P_r dovuta al rumore di fondo, cioè scrivendo:

[12]
$$\frac{m^2\,E_i^2}{E_{ra}^2} = \beta\,\frac{P_m}{P_r}\,,$$

dove β è una costante funzione delle caratteristiche del ricevitore, si può determinare immediatamente l'influenza del rumore di fondo sulle condizioni di ricezione. Fissato infatti un valore di $\frac{P_m}{P_r}$ equivalente alle condizioni di ricezione desiderate, e determinato direttamente dalle misure, oppure in base alle caratteristiche del ricevitore, il valore di E_r, la [12] fornisce subito il valore di E_i, cioè il valore di segnale che è necessario applicare all'entrata del ricevitore per ottenere all'uscita le condizioni di ricezione desiderate.

Un altro modo per portare in conto l'influenza del rumore di fondo sulla ricezione è quello di considerarlo come una modulazione del segnale di onda portante desiderato ([13]).

Si può definire, infatti, la profondità di modulazione di rumore m_r, come la percentuale di modulazione del segnale di onda portante che sarebbe necessaria per produrre all'uscita del ricevitore una tensione o potenza d'uscita uguale a quella prodotta dalla tensione equivalente di rumore.

Con le notazioni solite si ha quindi:

[13]
$$m_r = \frac{E_{ra}}{E_i}\,,$$

o anche in funzione della resistenza di rumore:

[14]
$$m_r = \frac{\sqrt{4\,K\,T\,(R_t + R_{eq})\,\Delta f}}{A_a\,E_i}\,.$$

([13]) M. Ziegler: loc. cit. nota ([10]).
Bull. techn. Philips, dicembre 1938, 45 p. 6:.

PARTE II.

DETERMINAZIONE DELLA SENSIBILITÀ.

7. - Esame dei metodi più usuali per la determinazione della sensibilità.

Chiariti così i concetti di sensibilità e di rumore di fondo ed indicate le espressioni atte a determinarne il valore, ci proponiamo ora di esaminare, alla luce di questi concetti, i metodi per la misura della sensi-

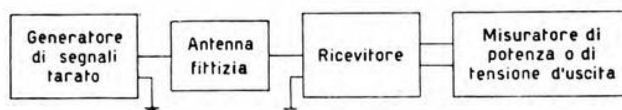


Fig. 3. — Schema per la misura di sensibilità di un ricevitore.

bilità e di ricavare i criteri ai quali essi devono rispondere per fornire risultati aderenti alla realtà.

Per la misura della sensibilità di un ricevitore si utilizza in generale lo schema di misura riportato sommariamente nella figura 3: esso consiste nell'applicare all'entrata del ricevitore, attraverso un'antenna fittizia, un segnale a radiofrequenza modulato, di ampiezza tarata e variabile con continuità, e nel misurare la potenza o la tensione che nasce, per effetto dell'applicazione del segnale, all'uscita del ricevitore.

I diversi metodi di misura utilizzano tutti questo schema, ma differiscono per le modalità di esecuzione e per il sistema di interpretazione dei risultati.

Prescindendo qui dalle prescrizioni riguardanti l'antenna fittizia, la tensione d'entrata a radiofrequenza di ampiezza variabile, la misura della potenza d'uscita, le condizioni d'alimentazione del ricevitore e l'ambiente di prova, esaminiamo invece i metodi di misura attualmente in uso, dal punto di vista della loro rispondenza al concetto di sensibilità, che abbiamo dato in precedenza, e dell'utilizzazione dei risultati, mettendone in evidenza le caratteristiche non del tutto soddisfacenti.

Il metodo di misura ancor oggi più diffuso, deriva dalla definizione di sensibilità data all'inizio del § 3, e si può descrivere brevemente come segue:

« Si applica all'ingresso del ricevitore, attraverso un'antenna fittizia di caratteristiche determinate, una tensione a radiofrequenza di ampiezza variabile e modulata con una percentuale del 30 % alla frequenza di 400 Hz.

« Si accorda esattamente il ricevitore sulla frequenza della tensione applicata e si determina, con i regolatori di guadagno del ricevitore

disposti nella posizione di guadagno massimo, il valore della tensione di entrata sufficiente per ottenere all'uscita la potenza (o tensione) d'uscita prestabilita.

« Si assume il valore di tensione così determinato ed espresso in microvolt, come misura della sensibilità del ricevitore ».

Il valore della sensibilità si ricava quindi praticamente attraverso una misura del grado di amplificazione complessivo del ricevitore. I risultati ottenuti con questo metodo sono perciò, come si è detto nel § 3, significativi solo per ricevitori di scarsa amplificazione e funzionanti nella zona d'assenza del rumore. Oltre a questo limite è invece necessario introdurre anche nel metodo di misura il riferimento al livello di rumore di fondo esistente all'uscita.

Avvertendo l'importanza di questa esigenza e nel tentativo di soddisfarla, gli sperimentatori hanno seguito diverse vie. Tra queste tralasciamo quelle che si limitano a misurare il rumore di fondo proprio del ricevitore in assenza di segnale, in quanto esse non riproducono, almeno per quanto riguarda i ricevitori telefonici, le condizioni reali di funzionamento; prenderemo invece in considerazione quelle che misurano il rumore di fondo in presenza del segnale di onda portante.

Un sistema, introdotto da qualche tempo in Germania ([14]), consiste nel rilevare la curva della tensione d'uscita del ricevitore in funzione della tensione d'entrata e nel ripetere poi la misura togliendo la modulazione del segnale d'entrata, determinando così la tensione d'uscita prodotta solamente dal rumore di fondo del ricevitore sempre in funzione della tensione d'entrata. Riportando le curve in un diagramma (fig. 4), la differenza fra le due curve fornisce la tensione prodotta solamente dalla modulazione del segnale. Si determina allora sul diagramma la tensione d'entrata per la quale la differenza fra le due curve corrisponde al valore di potenza d'uscita prestabilito e si assume questo valore come misura della sensibilità.

Anche volendo prescindere dalla laboriosità e dalla complicazione del sistema (ogni diagramma e le relative misure andrebbero ripetute per ciascuna frequenza), si può subito osservare che esso, pur rappresentando un miglioramento, non costituisce una soluzione completa del problema, in quanto, come si è detto, nell'esercizio pratico la possibilità effettiva di ricezione del segnale deve essere assicurata non soltanto da un valore prestabilito di potenza d'uscita di modulazione, ciò che viene fatto con questo sistema, ma soprattutto da un valore conveniente del rapporto tra segnale e rumore di fondo.

Un altro sistema è quello di misurare separatamente il rumore di fondo, considerandolo come una nuova caratteristica che unita alla sensibilità definisce la prestazione complessiva del ricevitore. Taluni sperimentatori ([15]) consigliano, a questo scopo, di assumere, come mi-

---

([14]) H. Jungfer e H. Koepke: A. T. M., 1936, LXVI, p. T. 161.

([15]) Radio Manufacturers' Association: J. I. E. E., 1937, LXXXI, p. 104.

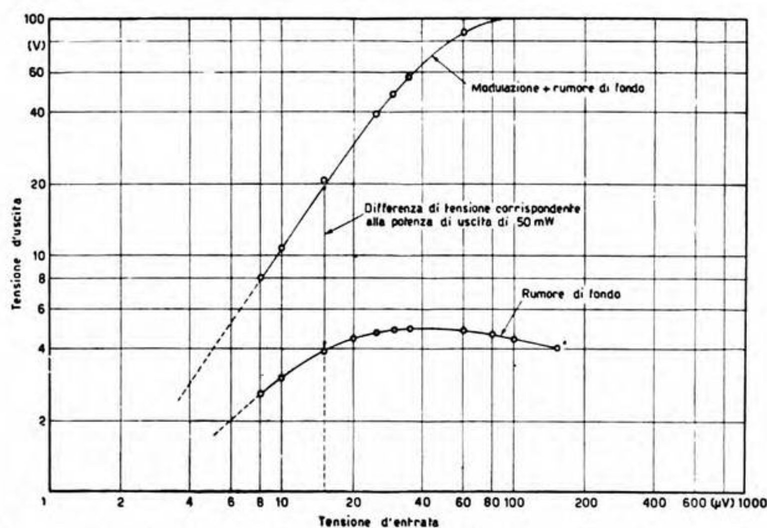


Fig. 4. — Grafico per la determinazione della sensibilità di un ricevitore come differenza fra la modulazione e il rumore di fondo.

sura del rumore di fondo, l'ampiezza in microvolt del segnale a radiofrequenza non modulato che, applicato all'ingresso del ricevitore, fornisce una potenza d'uscita uguale a quella ottenuta applicando all'entrata un segnale a radiofrequenza modulato con una percentuale del 10 % alla frequenza di 1500 Hz. Il principio presenta una evidente analogia con il concetto di profondità di modulazione di rumore di cui si è già parlato.

Questo sistema, pur presentando il vantaggio di misurare esattamente il rumore di fondo, ha il grave inconveniente di fornire per la sensibilità e per il rumore di fondo due valori separati, dei quali però si deve tener conto simultaneamente quando si voglia valutare la prestazione di un ricevitore. La valutazione, in mancanza di una relazione semplice che stabilisca una dipendenza fra le due grandezze, risulta perciò difficile ed ancora più difficile risulta lo stabilire, in base al confronto di questi valori, una discriminazione di rendimento fra due o più ricevitori.

Ambedue i metodi esaminati risultano quindi imperfetti. Dal loro esame si deduce che un metodo soddisfacente si può ottenere soltanto tenendo presenti i seguenti criteri:

1) La sensibilità di un ricevitore deve fornire una indicazione della sua prestazione pratica: i dati, che si assumono come espressione della sensibilità, devono quindi essere dedotti da misure effettuate in condizioni che riproducano il più fedelmente possibile quelle reali di funzionamento.

2) I dati di sensibilità di un ricevitore devono essere espressi in una forma, che permetta facilmente il confronto e la classifica di più ricevitori in base alla loro sensibilità. È desiderabile, a questo scopo, che la sensibilità venga ancora indicata con un solo numero.

8. - Descrizione di un metodo di misura che porta in conto il rumore di fondo.

Un metodo di misura informato a questi criteri è stato usato e sperimentato in modo esauriente ([16]) a Guidonia; esso si è dimostrato capace di fornire risultati soddisfacenti e si va ormai diffondendo largamente ([17]).

Il metodo in questione si basa sull'interpretazione della definizione corretta di sensibilità già data alla fine del § 3, ed assume, come misura della sensibilità, il valore in microvolt della tensione d'entrata a radiofrequenza che è necessario applicare all'ingresso del ricevitore per avere alla sua uscita condizioni di ricezione corrispondenti ad un valore prestabilito del rapporto tra segnale e rumore di fondo.

La misura viene effettuata nel modo seguente:

« Si applica all'entrata del ricevitore (con le modalità già previste nel metodo descritto nel § 7) un segnale modulato a radiofrequenza, e si determina, accordando esattamente il ricevitore sulla frequenza del segnale applicato e con i regolatori di guadagno disposti nella posizione di guadagno massimo, il valore della tensione di entrata sufficiente per ottenere la potenza (o tensione) d'uscita prestabilita.

« Si toglie la modulazione del segnale d'entrata, e si misura la potenza d'uscita corrispondente al rumore di fondo.

« Se il livello del rumore di fondo è uguale od inferiore a quello corrispondente al valore minimo prestabilito per il rapporto tra segnale e rumore di fondo, si assume come misura della sensibilità il valore in microvolt della tensione applicata all'ingresso del ricevitore.

« Se invece il livello del rumore di fondo è superiore a quello prestabilito, si ripete la misura, variando il guadagno del ricevitore, e corrispondentemente la tensione d'entrata, fino a determinare, attraverso

---

([16]) A. Marino: RACI, 1937, XII (35), p. 7.
Lo stesso metodo di misura è stato proposto anche nella bozza di « Norme italiane per il collaudo dei radioricevitori » compilata dal R. I. E. C. per incarico del Comitato Superiore Tecnico, come è stato già precedentemente indicato [vedi nota ([3])].

([17]) Un metodo fondato sullo stesso principio di quello qui descritto si sta diffondendo anche in Francia, come risulta dalle proposte fatte dalla « Commission d'Études de la Société des Radioélectriciens » in merito alla misura della sensibilità. (Vedi: Onde Él., 1938, XVII, p. 145 e p. 504). La sensibilità ricavata in questo modo viene chiamata « sensibilità utilizzabile ».

successivi tentativi, il valore della tensione d'entrata, in corrispondenza della quale il ricevitore eroga la potenza d'uscita prestabilita ([18]) con il valore minimo prestabilito del rapporto tra segnale e rumore di fondo ».

In questo modo, si vengono a definire per la misura della sensibilità condizioni molto vicine alla ricezione reale, e si ottengono così risultati significativi agli effetti del comportamento pratico del ricevitore; si ha inoltre il vantaggio che la sensibilità viene ancora espressa con un solo numero, e cioè con il valore in microvolt della tensione d'entrata, rendendo molto agevole il confronto e la classifica di diversi ricevitori in base alla loro sensibilità.

9. - Criteri per la scelta dei rapporti tra segnale e rumore di fondo nella misura della sensibilità.

I valori del rapporto tra segnale e rumore di fondo, da adottarsi nell'esecuzione delle misure di sensibilità secondo il metodo ora descritto, possono essere stabiliti in base alle seguenti considerazioni.

Ricordando quanto abbiamo detto nel § 2 a proposito delle zone di ricezione e facendo riferimento all'influenza esercitata dal rumore di fondo sulla percezione dei segnali all'uscita del ricevitore, possiamo facilmente stabilire, in analogia a quanto si fa in acustica definendo la soglia di udibilità e la soglia dolorosa dell'audiogramma normale, due valori limiti, uno inferiore e l'altro superiore, del livello del rumore di fondo rispetto alla potenza d'uscita del segnale.

Il primo, che chiameremo « soglia di udibilità del rumore », può essere definito come il livello minimo di rumore al di sotto del quale non è utile scendere, perchè ad una ulteriore diminuzione non corrisponde un percettibile miglioramento della bontà della ricezione. Esso rappresenta il limite per la fine della zona di assenza del rumore e l'inizio della seconda zona.

Il secondo, che si può chiamare « soglia di intelligibilità », è il livello massimo del rumore al di sopra del quale non si può salire, perchè la ricezione diviene intollerabile o incomprensibile, e rappresenta il limite fra la fine della zona del rapporto tra segnale e rumore di fondo e l'inizio della terza zona.

([18]) Si può osservare che il valore prestabilito per la potenza d'uscita è relativo alla sola potenza di modulazione. Poichè qui si misura la potenza d'uscita complessiva dovuta alla modulazione ed al rumore, si dovrebbe assumere un valore uguale al valore prestabilito per la potenza di modulazione più quello della potenza d'uscita di rumore di fondo corrispondente al rapporto tra segnale e rumore prestabilito.

In pratica, dati i valori che si assumono per il rapporto in questione, la potenza di rumore è molto minore della potenza di modulazione e l'osservazione perde quindi completamente di significato.

I valori delle due soglie del rumore di fondo possono essere desunti dalla media dei valori ottenuti dai diversi sperimentatori ([19]).

Per la soglia di udibilità, si può indicare il valore di 50 dB di attenuazione rispetto al livello della potenza di segnale $\left| \frac{P_m}{P_r} = 100\,000 \, ; \, \frac{V_m}{V_r} = 316 \right.$ ([20])$\left. \right|$.

Per la soglia di intelligibilità si può assumere invece il valore di 10 dB ($P_m/P_r = 10$; $V_m/V_r = 3{,}16$) per i ricevitori radiotelegrafici.

I valori che abbiamo riportato sono naturalmente indicativi e variano notevolmente, oltre che da individuo ad individuo e con le caratteristiche del rumore di fondo, anche con il valore della potenza d'uscita di segnale.

I risultati di una serie di esperienze condotte in proposito a Guidonia, sperimentando su operatori diversi e ricevendo in altoparlante, hanno dimostrato infatti che, oltre un certo livello, il disturbo prodotto dal rumore non è più funzione soltanto del rapporto tra segnale e rumore di fondo ma anche del valore assoluto del rumore di fondo stesso.

In particolare è risultato che, se la potenza d'uscita corrispondente al rumore di fondo supera i $10 \div 15$ mW, la ricezione è appena tollerabile (si è cioè prossimi alla soglia d'intelligibilità) indipendentemente dal valore della potenza d'uscita di segnale.

Definiti così i valori del livello di rumore corrispondenti alle due condizioni di ricezione limiti, può essere accordata allo sperimentatore una certa libertà per la scelta del valore da adottare nell'esecuzione delle misure. Scegliere un valore più o meno basso del livello di rumore, cioè un valore più o meno elevato del rapporto tra segnale e rumore di fondo, vuol dire semplicemente fare riferimento a condizioni di ricezione più o meno vicine a quelle di ricezione indisturbata; i valori di sensibilità ottenuti sono però sempre ugualmente significativi ed utilizzabili per il confronto di più ricevitori.

La discussione sulla scelta dei valori più opportuni del livello di rumore da introdurre nelle misure diverrebbe quindi oziosa, se non intervenissero ragioni di unificazione delle modalità di misura a far convergere la scelta su valori determinati, corrispondenti a condizioni di ricezione medie per le diverse categorie di ricevitori.

A questo proposito è necessario osservare che in questa scelta bisogna tener presenti i valori di potenza d'uscita prestabiliti per i diversi ricevitori in modo da non fissare per il rumore di fondo valori troppo bassi e quindi difficilmente misurabili.

([19]) P. Kotowski: Telefunken Hausmitt., 1939, XX (80), p. 30.
Bull. techn. Philips, dicembre 1938, 45, p. 61.
M. Ziegler: loc. cit. nota ([10]).
L. Ratheiser: Telefunken Röhre, 1938, 13 bis, p. 50.

([20]) Indichiamo qui ed in seguito con V_r la tensione di rumore esistente all'uscita del ricevitore.

Tenuti presenti questi criteri possiamo indicare per le diverse classi di ricevitori i seguenti valori di attenuazione del rumore di fondo:

1) Ricevitori per radiodiffusione:

$$40 \text{ dB} \left(\frac{P_m}{P_r} = 10000 ; \frac{V_m}{V_r} = 100 \right) .$$

La ricezione radiofonica infatti per essere tollerabile deve essere molto pura di disturbi; d'altra parte la potenza d'uscita prestabilita per la misura è piuttosto elevata (da 50 a 500 mW).

2) Ricevitori telefonici per servizi commerciali:

$$20 \text{ dB} \left(\frac{P_m}{P_r} = 100 ; \frac{V_m}{V_r} = 10 \right) .$$

Il valore di livello è piuttosto elevato ma corrisponde sia alle minori esigenze ed alla maggior capacità degli operatori professionali, sia alla difficoltà di misurare correntemente livelli più bassi.

3) Ricevitori telegrafici per servizi commerciali:

$$14 \text{ dB} \left(\frac{P_m}{P_r} = 25 ; \frac{V_m}{V_r} = 5 \right) .$$

Nella ricezione telegrafica è infatti accettabile, come è noto, un livello di disturbi più elevato.

10. - Andamento della sensibilità al variare della potenza d'uscita.

La misura della sensibilità fornisce una indicazione sul comportamento del ricevitore in corrispondenza di una frequenza e di condizioni di ricezione prestabilite. Per avere una indicazione della prestazione complessiva del ricevitore e cioè del suo comportamento per tutte le possibili condizioni di ricezione, sarebbe necessario eseguire per ogni frequenza un numero grandissimo di misure di sensibilità, il che non è praticamente possibile.

È opportuno allora ricercare l'andamento della sensibilità del ricevitore in funzione dei parametri che regolano le condizioni di ricezione allo scopo di verificare se è possibile, data la sensibilità per una determinata condizione di ricezione, ricavare le sensibilità corrispondenti a condizioni di ricezione diverse.

I parametri che regolano le condizioni di ricezione sono, come si è visto precedentemente, la potenza d'uscita ed il rapporto tra segnale e rumore di fondo. Conviene quindi esaminare le variazioni della sensibilità in funzione di questi due parametri.

Cominciamo ad esaminare il caso in cui si applichi al ricevitore un segnale d'entrata costante: vogliamo vedere quali variazioni si verifichino nelle condizioni di ricezione quando si varii la potenza d'uscita del ricevitore variando la sua amplificazione.

Ricordando le espressioni già precedentemente introdotte, ed indi-

cando con Z_u l'impedenza d'uscita, che supponiamo uguale per la modulazione del segnale e per il rumore di fondo, si ha:

$$V_m = m\, E_i\, A \qquad P_m = \frac{V_m^2}{Z_u} = \frac{m^2\, E_i^2\, A^2}{Z_u}$$

$$V_r = E_{ra}\, A \qquad P_r = \frac{V_r^2}{Z_u} = \frac{E_{ra}^2\, A^2}{Z_u}$$

e quindi:

$$\frac{P_m}{P_r} = \frac{m^2\, E_i^2}{E_{ra}^2}\,.$$

da cui:

[15] $$m^2\, E_i^2 = \frac{P_m}{P_r}\, E_{ra}^2\,.$$

In base a questa espressione, a parità di segnale d'entrata e di tensione equivalente di rumore all'entrata, il rapporto tra segnale e rumore di fondo all'uscita si dovrebbe mantenere costante al variare di P_m, dovrebbe essere cioè indipendente dall'amplificazione del ricevitore.

Se però si va a verificare quello che avviene nella realtà, si riscontra nel ricevitore un comportamento sensibilmente diverso da quello previsto e cioè una variazione di $\frac{P_m}{P_r}$ al variare di P_m o meglio di A, come è stato riscontrato in numerose serie di esperienze eseguite su divers ricevitori.

Nella figura 5 sono stati riportati a scopo dimostrativo i risultati delle esperienze relative ad un ricevitore a supereterodina di tipo professionale. Le misure sono state ripetute per diversi valori del segnale d'entrata. Per variare l'amplificazione del ricevitore e quindi la potenza d'uscita si agiva contemporaneamente sui regolatori di guadagno ad alta e media frequenza.

Se la [15] fosse esatta, cioè se l'amplificazione ed il comportamento dei singoli stadi del ricevitore si mantenessero costanti con l'ampiezza del segnale, il rapporto $\frac{P_m}{P_r}$ dovrebbe rimanere costante al variare di P_m cioè dell'amplificazione complessiva. Per ogni valore di E_i si dovrebbe perciò avere nel diagramma in figura 5 una retta parallela all'asse delle ascisse. Si ottengono invece delle curve ad andamento irregolare, la forma delle quali si mantiene approssimativamente costante con il valore di segnale d'entrata e varia invece sensibilmente con la frequenza di prova e da ricevitore a ricevitore.

Le ragioni del divario esistente fra l'andamento che si verifica nella realtà e quello che la [15] lasciava prevedere, sono dovute essenzialmente al fatto che il comportamento dei singoli stadi del ricevitore non segue una legge lineare al variare delle condizioni di funzionamento. In particolare quando si varia la potenza d'uscita, a parità di segnale

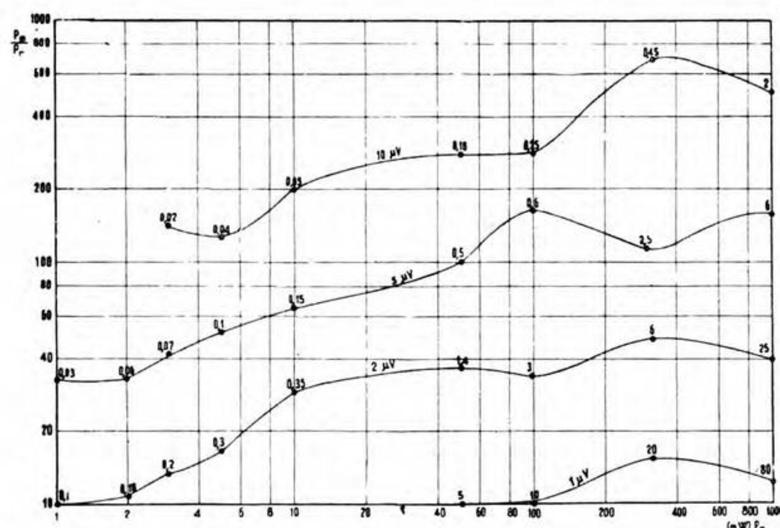


Fig. 5. — Andamento del rapporto $\frac{P_m}{P_r}$ con la potenza d'uscita e per diversi valori della tensione d'entrata, per un ricevitore professionale. I numeri in corrispondenza dei punti rilevati indicano la potenza d'uscita corrispondente al rumore di fondo, espressa in milliwatt.

d'entrata, si modifica per ogni stadio, o per qualcuno di essi, il punto di funzionamento ed il valore del segnale applicato; in corrispondenza l'amplificazione, l'accordo, la banda di passaggio, la distorsione, la R_{eq} e quindi la E_r e le altre caratteristiche dello stadio subiscono variazioni non lineari, determinando così una variazione anche nel rapporto $\frac{P_m}{P_r}$.

Si spiega così l'andamento irregolare assunto dalle curve e la variazione dell'andamento stesso con la frequenza e da ricevitore a ricevitore, in quanto le condizioni di funzionamento ed in particolare l'allineamento, variano evidentemente con la frequenza e con il tipo di ricevitore.

Riassumendo si può concludere che la variazione della sensibilità in funzione della potenza d'uscita può essere determinata soltanto in base a misure, in quanto la legge di variazione non è lineare e dipende da un complesso di cause che non è possibile conoscere a priori.

11. - Variazione della sensibilità con il valore del rapporto tra segnale e rumore di fondo.

Nell'esercizio pratico, i ricevitori funzionano in generale sempre con la stessa potenza d'uscita, mentre varia l'ampiezza dei segnali ricevuti. Interessa allora conoscere in che modo l'ampiezza del segnale d'entrata

influisca sulle condizioni di ricezione all'uscita, cioè come varii la sensibilità in funzione del rapporto $\frac{P_m}{P_r}$.

Le curve che riproducono questo andamento si possono ricavare immediatamente una volta tracciato il grafico in figura 5. Basta infatti fissare su di esso un valore di V_m, per aver subito i valori dei segnali d'entrata, cioè delle sensibilità, corrispondenti a diversi valori del rapporto $\frac{P_m}{P_r}$, e quindi da questi le curve $E_i = f\left(\frac{P_m}{P_r}\right)$ desiderate, alle quali potremo dare il nome di « caratteristiche di sensibilità ».

L'andamento di queste ultime dipende quindi dal grafico di figura 5. Se le curve di questo conservano al variare della tensione d'entrata la stessa forma, mantenendo un andamento parallelo anche se irregolare, le caratteristiche di sensibilità possono avere un andamento lineare. Questo risultato non è in contraddizione con quello del § 10, in quanto i due casi sono diversi.

Quando la potenza d'uscita rimane costante, le condizioni di lavoro dei singoli stadi del ricevitore si mantengono infatti inalterate, ad eccezione dello stadio nel quale viene fatta variare l'amplificazione per compensare la variazione del segnale d'entrata. In particolare, se si lasciano inalterate le condizioni dei primi stadi, variando l'amplificazione in uno degli stadi intermedi, la tensione equivalente di rumore si mantiene inalterata ed il rapporto tra segnale e rumore di fondo varia con legge sensibilmente lineare in funzione della tensione d'entrata, cioè è valida la [15].

Dato allora un rapporto $\frac{P_m}{P_r} = h$, risulta:

$$P_m = P_r \frac{m^2 E_i^2}{E_{ra}^2},$$

e per un altro valore $\frac{P_m}{P'_r} = h'$, da cui $P'_r = P_r \frac{h}{h'}$, si ha:

[16] $$P_m = \frac{h}{h'} P_r \frac{m^2 E'^2_i}{E_{ra}^2},$$

da cui, uguagliando, si deduce:

[17] $$E'^2_i = \frac{h'}{h} E_i^2,$$

ed infine l'equazione della caratteristica di sensibilità:

[18] $$E'_i = E_i \sqrt{\frac{h'}{h}}.$$

Essa esprime che la sensibilità varia con la radice quadrata del rapporto fra le potenze d'uscita di rumore e di segnale, e ci permette quindi di ricavare immediatamente la sensibilità E'_i corrispondente ad un va-

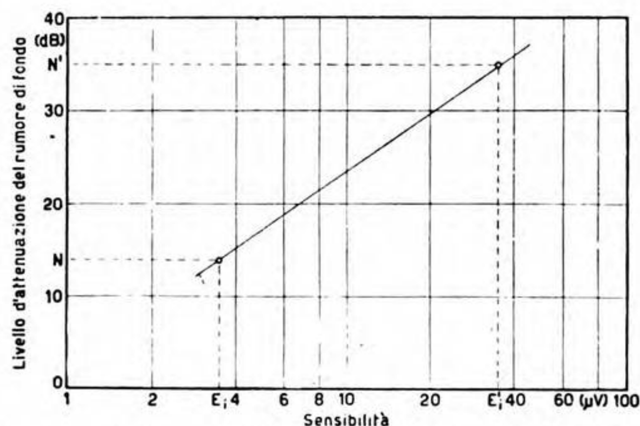


Fig. 6. — Tracciamento di una caratteristica di sensibilità nel caso di andamento rettilineo.

lore h' qualsiasi, una volta nota la sensibilità E_i corrispondente ad un valore h.

In questo caso resta così risolto in modo completo il problema di conoscere le condizioni di ricezione equivalenti a segnali di diversa ampiezza.

Ancora più rapidamente che col calcolo, i valori di sensibilità relativi ad un qualsiasi valore di h possono essere ricavati tracciando le caratteristiche di sensibilità, che assumono in questo caso un andamento rettilineo.

Riportiamo infatti (fig. 6) sulle ordinate in decibel il livello d'attenuazione della potenza d'uscita di rumore di fondo rispetto alla potenza d'uscita di modulazione P_m, e sulle ascisse in scala logaritmica i valori corrispondenti delle tensioni d'entrata in microvolt, cioè i valori di sensibilità, e ricerchiamo l'espressione che assume la [18] trasportata in questo piano.

Passando ai logaritmi si ha:

$$2 \log \frac{E'_i}{E_i} = \log \frac{h'}{h} ,$$

o anche indicando con N' ed N i numeri di decibel corrispondenti ad h' e ad h:

$$2 \log E'_i - 2 \log E_i = \frac{1}{10} (N' - N) ,$$

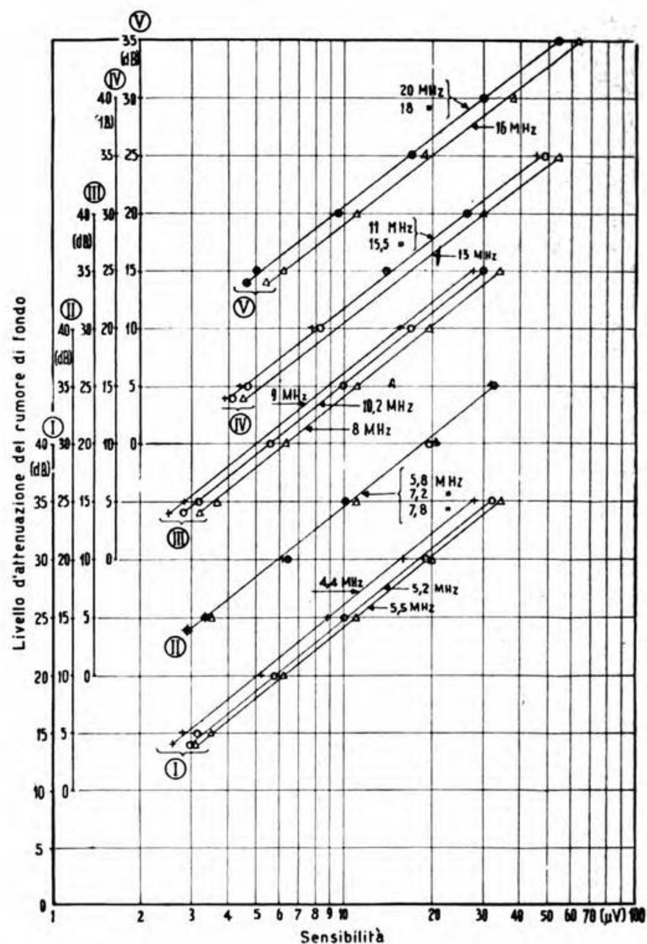


Fig. 7. — Grafico di sensibilità per un ricevitore a supereterodina di tipo professionale (caratteristiche di sensibilità ad andamento rettilineo) per cinque diverse gamme: $P_m = 50$ mW.

da cui:

$$[19] \qquad N' = 20 \log E'_i + (N - 20 \log E_i),$$

e poichè l'espressione del secondo termine del secondo membro è una costante, in quanto N ed E_i sono noti, la [19] assume la forma:

$$y = 20\,x + c\,,$$

che è l'equazione di una retta non passante per l'origine; per tracciarla basta conoscere le coordinate di due punti ad essa appartenenti e quindi è sufficiente eseguire due misure di sensibilità per diversi valori di h.

Tracciata in modo così semplice questa retta, si ricavano immediatamente da essa tutte le sensibilità corrispondenti ad una qualsiasi condizione di ricezione, e quindi la prestazione complessiva del ricevitore per quella frequenza resta completamente definita.

Ove le ipotesi ammesse non siano verificate, l'andamento delle caratteristiche di sensibilità non è più lineare ed il loro tracciamento deve essere eseguito per punti, dati dalle singole misure.

Ripetendo l'operazione per tutte le frequenze di prova, e tracciando le caratteristiche di sensibilità corrispondenti, si ottiene un grafico che fornisce la prestazione del ricevitore per qualsiasi frequenza e per qualsiasi condizione di ricezione, ed al quale possiamo dare il nome di « grafico di sensibilità ».

In figura 7 si è riportato un grafico di sensibilità, tracciato in base ai punti ricavati dalle misure e relativo ad un ricevitore a supereterodina del tipo professionale.

La regolazione dell'amplificazione è stata fatta agendo sul guadagno a media frequenza. Le caratteristiche di sensibilità assumono, come si rileva dalla figura, un andamento sensibilmente rettilineo e si mantengono parallele, confermando quanto la [19] lasciava prevedere.

Risultati analoghi sono stati ottenuti per altri ricevitori telefonici e telegrafici di tipi diversi, usando le stesse modalità di misura.

In altri ricevitori, invece, nei quali la regolazione del guadagno è stata fatta agendo sul primo stadio a radiofrequenza, le caratteristiche di sensibilità si sono discostate dall'andamento rettilineo pur mantenendosi sensibilmente parallele.

L'uso del grafico di sensibilità appare molto conveniente per lo studio del comportamento di un ricevitore, sia per l'indicazione della sua prestazione complessiva alle varie frequenze, sia per il confronto e la classifica di diversi ricevitori.

In particolare, mentre nel caso di più ricevitori di una stessa serie sembra sufficiente la misura della sensibilità in una sola condizione di ricezione, si ritiene invece opportuno il tracciamento e l'esame del diagramma descritto nel caso di collaudi e di confronti di prototipi di ricevitori.

PARTE III.

LIMITI DI SENSIBILITÀ NEI MODERNI RICEVITORI.

12. - Considerazioni generali e criteri per rendere massima la sensibilità alle diverse frequenze.

Dopo quanto abbiamo detto sulla sensibilità dei ricevitori e sui metodi per la sua determinazione, vogliamo ora dare un cenno sui valori limiti di sensibilità che è oggi possibile raggiungere in un ricevitore, attraverso l'opportuno proporzionamento dei singoli fattori.

Si è detto in precedenza che la sensibilità di un ricevitore è definita e misurata dal valore E_i del segnale, che è necessario applicare all'entrata del ricevitore per avere all'uscita la potenza prestabilita con il rapporto $\frac{P_m}{P_r}$ corrispondente alle condizioni di ricezione desiderate.

Ora, in base alla [15], una volta fissato un valore di $\frac{P_m}{P_r}$, resta fissato in corrispondenza un valore del rapporto $\frac{m\,E_i}{E_{ra}}$ dei segnali equivalenti di entrata. Si ha cioè l'espressione:

$$\frac{m\,E_i}{E_{ra}} = \frac{m\,E_i\,A_a}{E_r} = \text{costante}\ ,$$

dalla quale si deduce che per rendere massima la sensibilità bisogna rendere minimo il valore di E_i e cioè:

1) aumentare quanto più è possibile l'amplificazione A_a fra l'entrata d'antenna e la griglia del primo tubo;

2) ridurre quanto più è possibile il valore della tensione di rumore equivalente E_r.

La prima condizione dimostra la necessità di uno studio molto accurato del circuito d'entrata, non solamente per quanto riguarda la scelta del tipo d'accoppiamento da usare fra l'antenna ed il circuito di griglia a seconda della gamma di frequenze da coprire, ma anche dal punto di vista della costruzione e dei materiali impiegati in vista di limitare l'entità delle perdite a radiofrequenza. Tuttavia su questa strada il problema possiede limiti tecnici ben noti e non si può quindi intravedere come prossima la possibilità di progressi molto sensibili.

Per quanto riguarda la riduzione della tensione di rumore equivalente, i fattori da tenere presenti, in base alla [9'], sono tre e cioè: la larghezza della banda passante a bassa frequenza Δf_{bf}, il valore della resistenza in parallelo del circuito di griglia ed infine quello della resistenza equivalente di rumore del primo tubo.

Per la banda passante è evidente la convenienza di ridurne l'ampiezza dal punto di vista del rumore, come si è accennato nella I parte. Vi sono però alcuni limiti imposti dalla fedeltà di riproduzione o addirittura dalla necessità di assicurare l'intelligibilità della modulazione. Le soluzioni dei regolatori di tono a bassa frequenza e di selettività, cioè di ampiezza della banda passante, a media frequenza, sulle quali si è da tempo avviata la tecnica, rispondono appunto a questo scopo e consentono di ottenere buoni risultati, ove siano attuate ed impiegate convenientemente. Comunque la banda passante nei ricevitori telefonici non può mai essere inferiore a 2-3 kHz. Nei ricevitori telegrafici invece, nei quali è sufficiente per l'intelligibilità assicurare il passaggio di una banda molto ristretta, l'uso di filtri a risonanza a bassa frequenza od a quarzo a media frequenza, consente di ottenere curve di risposta sufficientemente acute, aventi una larghezza di qualche centinaio di hertz, e quindi di aumentare considerevolmente la sensibilità, in un rapporto di quasi 1 : 2 nei riguardi dei ricevitori per telefonia.

Per i valori delle R_t ed R_{eq} le condizioni sono notevolmente diverse a seconda delle gamme di frequenza di ricezione.

Dai valori medi di 100 000 ÷ 200 000 Ω che si ottengono per la R_t in onde lunghe ed in onde medie, si scende infatti a valori considerevolmente minori in onde corte fino a giungere a valori di soli 2000 ÷ 3000 Ω per frequenze superiori ai 20 MHz.

I valori della R_{eq} non variano invece sensibilmente con la frequenza, ma differiscono a seconda delle caratteristiche del primo tubo del ricevitore.

Con i normali pentodi per radiofrequenza, a transconduttanza variabile, di tipo moderno, la R_{eq} si aggira intorno a 15 000 ÷ 20 000 Ω. Per i tubi convertitori o mescolatori la R_{eq} assume invece valori notevolmente maggiori, da 50 000 a 100 000 Ω. Nei silentodi infine, cioè nei tubi attuati recentemente e studiati appositamente in base ai principi dell'ottica elettronica, in modo da ridurre gli effetti della distribuzione statistica del flusso elettronico e quindi il valore del fattore F (vedi la [6]), si sono raggiunti dei valori di R_{eq} ancora più bassi e cioè intorno a 2000-3000 Ω.

Si deduce di conseguenza:

a) Per la ricezione in onde lunghe e medie la resistenza in parallelo del circuito è prevalente di fronte a quella equivalente del tubo, almeno nei casi in cui il ricevitore possieda uno stadio amplificatore a radiofrequenza. L'uso dei silentodi non porta quindi un guadagno di sensibilità notevole nei confronti dei pentodi normali; l'uso di un convertitore come primo tubo porta invece ad una diminuzione della sensibilità.

Facendo un esempio numerico poniamo infatti:

$R_t = 100\,000$ Ω, $R_{eq} = 2500$ Ω per un silentodo, $R_{eq} = 15\,000$ Ω per un normale pentodo, $R_{eq} = 80\,000$ Ω per un tubo convertitore, $\Delta f_{bf} = \frac{1}{2}\,\Delta f = 3000$ Hz, $T = 300°$K.

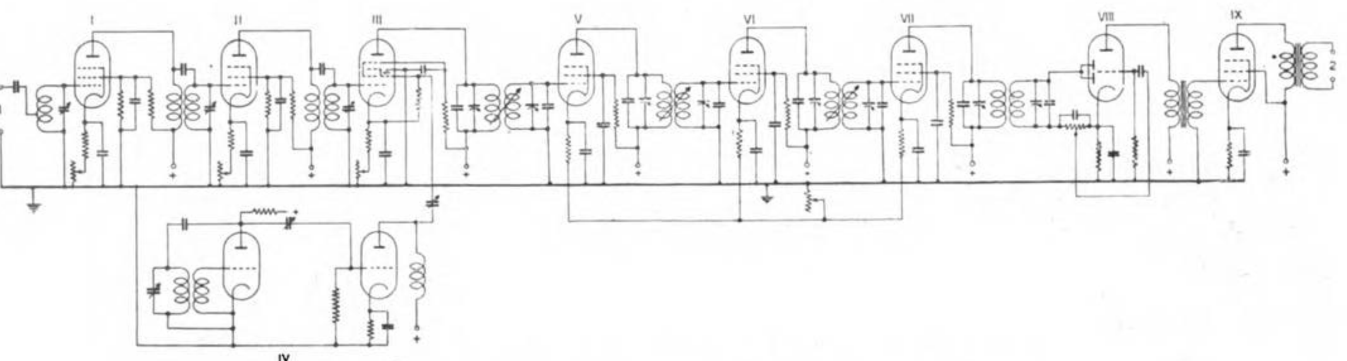


Fig. 8. — Schema di principio del ricevitore sperimentale.

1 - Entrata. 2 - Uscita.

I-II	Stadi amplificatori a radiofrequenza.
III	Stadio convertitore.
IV	Stadio oscillatore-separatore.
V-VI-VII	Stadi amplificatori a media frequenza.
VIII	Stadio rivelatore e amplificatore a bassa frequenza.
IX	Stadio amplificatore finale a bassa frequenza.

Le corrispondenti tensioni di rumore saranno, in base alla [9']:

$$E_r = \sqrt{8 \cdot 1{,}37 \cdot 10^{-23} \cdot 300\,(100\,000 + 2500)\,3000} =$$
$$= 0{,}99 \cdot 10^{-8} \cdot \sqrt{102\,500} = 3{,}19 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{V}$$

per un silentodo;

$$E_r = 0{,}99 \cdot 10^{-8} \cdot \sqrt{115\,000} = 3{,}36 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{V}$$

per un normale pentodo a radiofrequenza;

$$E_r = 0{,}99 \cdot 10^{-8} \cdot \sqrt{180\,000} = 4{,}2 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{V}$$

per un tubo convertitore.

La sensibilità ottenibile è quindi praticamente la stessa usando come primo tubo un silentodo o un normale pentodo a radiofrequenza, è un po' inferiore invece usando un tubo convertitore.

b) Per la ricezione in onde corte l'uso di tubi a bassa R_{eq} conviene tanto più, quanto più basso è il valore di R_t.

Supponendo per esempio $R_t = 5000\ \Omega$ e con gli stessi valori considerati in *a*, si ha infatti:

$$E_r = 0{,}99 \cdot 10^{-8} \cdot \sqrt{7500} = 0{,}857 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{V}$$

per un silentodo;

$$E_r = 0{,}99 \cdot 10^{-8} \cdot \sqrt{20\,000} = 1{,}4 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{V}$$

per un normale pentodo a radiofrequenza; e infine:

$$E_r = 0{,}99 \cdot 10^{-8} \cdot \sqrt{85\,000} = 2{,}88 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{V}$$

per un tubo convertitore.

In questo caso le variazioni di sensibilità sono come si vede notevoli, specialmente passando da un silentodo a un tubo convertitore.

Mettendo in evidenza in questo modo l'influenza quantitativa dei diversi fattori, riesce possibile valutare in sede di progetto e con buona approssimazione la sensibilità ottenibile da un determinato ricevitore alle diverse frequenze.

Beninteso si parla qui di sensibilità propria del ricevitore la quale potrà essere in pratica più o meno diversa dalla sensibilità del complesso ricevente aereo-ricevitore. In questo caso infatti, bisogna portare in conto oltre al valore dell'altezza efficace dell'aereo ricevente, anche il livello dei disturbi che in esso hanno sede e che sono costituiti da cause diverse tra le quali l'agitazione termica nella resistenza dell'aereo ed i campi parassiti.

Di fatto ciò equivale a considerare ai capi dell'aereo non più soltanto il segnale desiderato, ma anche un segnale disturbatore che unito alla tensione equivalente di rumore propria del ricevitore, contribuisce a

diminuire ancora il rapporto tra segnale e rumore all'entrata. Ma la considerazione dell'aereo ricevente esula dai limiti della presente trattazione e non insisteremo quindi oltre sull'argomento.

Daremo invece un cenno su una serie di esperienze, condotte con lo scopo di accertare i limiti di sensibilità effettivamente raggiungibili in un ricevitore allo stato attuale della tecnica e la rispondenza pratica dei metodi di calcolo e di determinazione di cui si è già parlato.

13. - Descrizione dell'apparecchiatura usata per le esperienze.

Per le esperienze è stato usato il telaio di un'antica apparecchiatura ricevente ad onde corte Telefunken, che si prestava particolarmente allo scopo, sia per avere i diversi stadi costruttivamente separati ed accuratamente schermati, sia per le ottime caratteristiche degli elementi dei circuiti nei riguardi delle perdite, sia infine per il largo spazio disponibile atto a consentire qualsiasi modifica.

In questo telaio è stato montato un ricevitore rispondente allo schema di principio riportato in figura 8. Si hanno cioè due stadî amplificatori a radiofrequenza, uno stadio convertitore con oscillatore e stadio separatore per evitare il trascinamento, tre stadi amplificatori a media frequenza con accoppiamento a filtri di banda, e infine uno stadio rivelatore a diodo e due stadi amplificatori a bassa frequenza.

L'amplificazione di ogni singolo stadio può essere variata mediante regolatori separati e così pure sono separati i comandi per l'accordo dei circuiti a radiofrequenza.

La tensione dell'oscillatore è variabile entro ampi limiti, per trovare le migliori condizioni di funzionamento dello stadio convertitore.

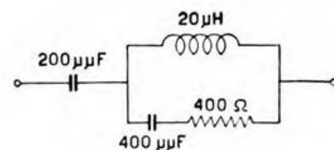


Fig. 9. — Caratteristiche dell'antenna fittizia General Radio tipo 418-G.

Sul ricevitore attuato secondo questo schema di principio si sono ricercate le massime sensibilità ottenibili per diversi tipi di tubi d'entrata, limitatamente alla gamma da 6 a 21 MHz, dato che per frequenze inferiori l'influenza del tipo di tubo è praticamente molto ridotta.

Per le misure di sensibilità sono stati adopera i un generatore di segnali General Radio tipo 605-B ed un misuratore di potenza d'uscita Marconi tipo TF 313 A da 20 000 a 0,5 μW, dei quali erano state controllate le rispettive tarature.

Le caratteristiche dell'antenna fittizia usata sono uguali a quelle della General Radio tipo 418-G (fig. 9), definite in base alle indicazioni dell'I. R. E. e ormai universalmente accettate. Il ricevitore era chiuso su una impedenza d'uscita di 8000 Ω ed il valore di potenza d'uscita prestabilito per le misure era di 20 mW.

Tutte le misure sono state eseguite in gabbia schermata.

Nella figura 10 è riprodotto il ricevitore sperimentale e l'apparecchiatura usata per le misure di sensibilità. La figura 11 fornisce una vista dei particolari costruttivi e di montaggio del ricevitore stesso.

14. - Esame dei risultati sperimentali.

La ricerca è stata indirizzata particolarmente sui punti seguenti:

1) determinazione dei valori massimi di sensibilità conseguibili, in funzione del rapporto tra segnale e rumore di fondo e per ognuno dei tipi di tubi sperimentati;

2) determinazione della convenienza, nei riguardi del valore della sensibilità, dell'uso di uno o più stadi amplificatori a radiofrequenza precedenti lo stadio convertitore;

3) controllo della rispondenza fra i valori di tensione equivalente di rumore all'entrata del ricevitore determinati sperimentalmente ed i valori ricavati dalle espressioni di calcolo teoriche.

Data l'impossibilità di estendere le misure a tutti i tipi di tubi esistenti, ci si è limitati a scegliere tra di essi alcuni di quelli maggiormente usati nello stadio d'entrata e più rappresentativi dal punto di vista tecnico costruttivo.

Si sono scelti così i tipi EF8, EF9, EF11 ed EF13.

I tipi EF8 ed EF9 sono di vetro ed appartengono alla serie rossa Miniwatt della Philips: il primo è il noto silentodo, il secondo è un normale pentodo per radiofrequenza, a transconduttanza variabile.

Gli altri due tipi sono metallici ed appartengono alla serie armonica Telefunken, che è stata soltanto da poco tempo introdotta sul mercato mondiale e presenta caratteristiche costruttive e tecniche molto interessanti.

Il tipo EF11 è un pentodo per radiofrequenza a transconduttanza variabile, particolarmente studiato nei riguardi delle possibilità di regolazione.

Il tipo EF13 è un silentodo nel quale il fenomeno della distribuzione statistica di corrente fra anodo e griglia schermo viene notevolmente ridotto, mediante l'aumento del passo di avvolgimento della griglia schermo ed il proporzionamento più opportuno delle distanze interelettrodiche fra il catodo, la griglia di comando e la griglia schermo.

Per le caratteristiche dei tubi rimandiamo ai cataloghi delle case costruttrici; i valori delle R_{eq} rispettive, che interessano in modo particolare, sono stati riportati nella tabella II.

Per il tipo di accoppiamento fra entrata d'antenna e circuito di griglia del primo tubo si sono fatti diversi tentativi per ricercare il più conveniente. Si è trovato che, nei riguardi della sensibilità, il tipo che dava migliori risultati era l'accoppiamento ad autotrasformatore con un rapporto di spire in salita variabile con la frequenza fra 2 e 3.

Per ogni tipo di tubo e per ogni frequenza si sono ricercate e attuate

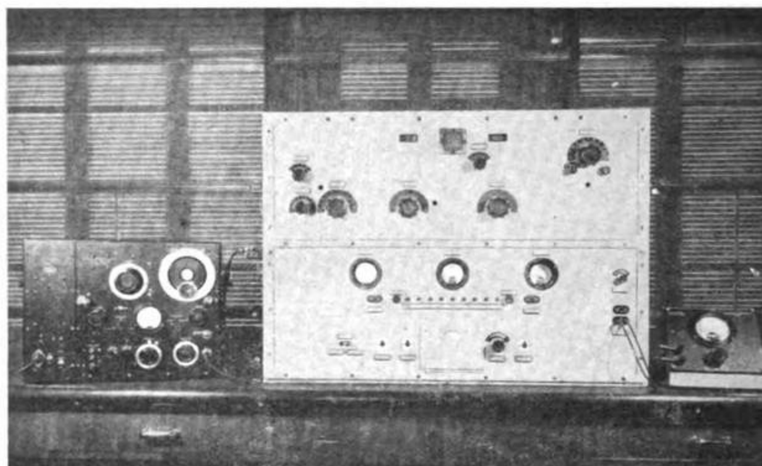


Fig. 10. — Ricevitore sperimentale
ed apparecchiatura di misura usata nelle prove.

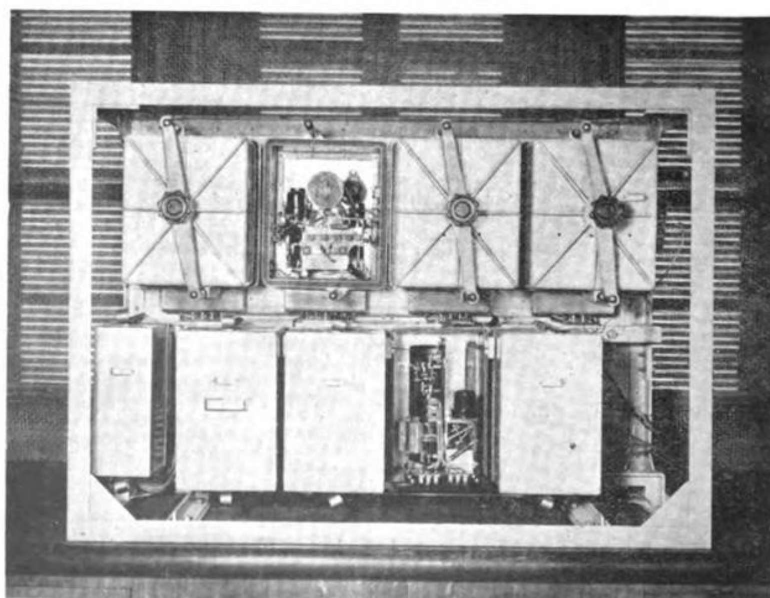


Fig. 11. — Vista particolareggiata del ricevitore sperimentale.

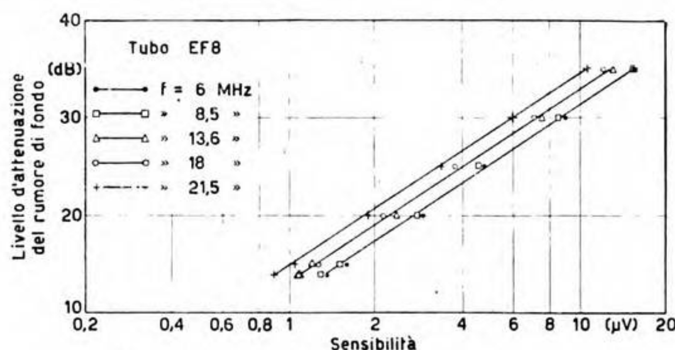


Fig. 12. — Grafico di sensibilità per il tubo EF8

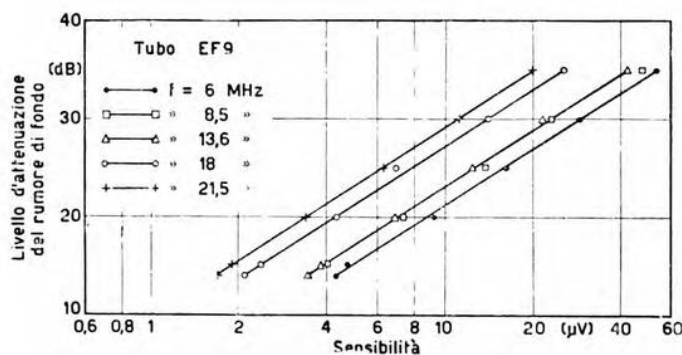


Fig. 13. — Grafico di sensibilità per il tubo EF9.

di volta in volta le migliori condizioni di funzionamento. In particolare per ottenere la variazione del rapporto $\frac{P_m}{P_r}$ si regolava l'amplificazione a media frequenza, lasciando inalterate le condizioni di funzionamento degli stadi a radiofrequenza.

Nella tabella I si sono riportati i valori di sensibilità per diversi valori del rapporto $\frac{P_m}{P_r}$, e quelli dell'amplificazione a radiofrequenza del primo stadio A_1, ottenuti in corrispondenza dei tipi di tubi sperimentati, ed alle diverse frequenze, utilizzando due stadi amplificatori.

Per ridurre gli errori di misura si è ricorso al procedimento delle medie. Nel caso specifico ognuno dei valori riportati rappresenta la media di tre misure.

Dall'esame dei risultati si rileva come i due silentodi EF8 ed EF13 differiscono molto poco, sia agli effetti della sensibilità, sia a quelli dell'amplificazione. I due tubi si possono quindi ritenere equivalenti.

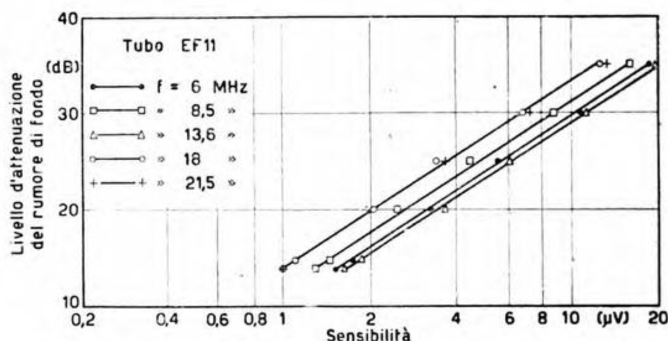


Fig. 14. — Grafico di sensibilità per il tubo EF11.

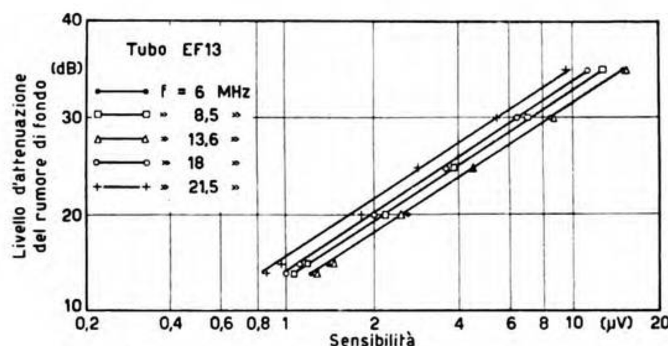


Fig. 15. — Grafico di sensibilità per il tubo EF13.

Per l'EF11 si hanno invece valori di sensibilità leggermente inferiori ai precedenti, ma non tali da diminuire sensibilmente la prestazione del ricevitore. L'amplificazione fornita nel primo stadio è notevolmente più elevata.

Molto inferiori sono, invece, i valori di sensibilità ottenuti per l'EF9 e così pure i valori relativi dell'amplificazione. Questo risultato non è giustificato dal punto di vista quantitativo in base alle caratteristiche di questo tipo di tubo. Tuttavia diversi esemplari dello stesso tipo hanno fornito risultati concordanti.

Per tutti i tipi di tubi si è riscontrata una rapida diminuzione del grado di amplificazione con l'aumentare della frequenza.

Nelle figure 12, 13, 14 e 15 si sono riportati i grafici di sensibilità corrispondenti alle misure della tabella I per i diversi tubi. L'andamento delle caratteristiche di sensibilità è risultato rettilineo, analogamente al caso riportato in figura 7.

TABELLA I. — *Valori di sensibilità in funzione del rapporto* $\frac{P_m}{P_r}$ *per diversi tipi di tubi d'entrata e con due stadi amplificatori a radiofrequenza.*

f (MHz)	Tipo di tubo	A_1	Sensibilità (μV) per $\frac{P_m}{P_r}$ =					
			14 dB	15 dB	20 dB	25 dB	30 dB	35 dB
6	EF 8	23	1,4	1,6	2,9	4,8	9	15,5
	EF 9	5,2	4,2	4,6	9,2	15,5	28,2	51,5
	EF 11	26	1,5	1,7	3,2	5,5	10,5	18
	EF 13	17,7	1,2	1,4	2,6	4,5	8,2	14,5
8,5	EF 8	23,7	1,3	1,5	2,8	4,6	8,5	15,5
	EF 9	3,9	3,4	4	7,2	14	23,5	46
	EF 11	28	1,3	1,5	2,5	4,4	9,6	16
	EF 13	22	1	1,2	2,2	3,8	6,5	12,5
13,6	EF 8	7,5	1,1	1,2	2,4	3,8	7,4	13
	EF 9	2,5	3,4	3,8	7	12	21	42
	EF 11	8,6	1,6	2	3,7	5,7	10	18,2
	EF 13	6,4	1,2	1,4	2,7	4,5	8,4	17
18	EF 8	7,5	0,9	1,2	2,1	3,8	7	12
	EF 9	2,7	2,1	2,3	4,3	6,9	14	26
	EF 11	10	1	1,1	2	3,4	6,7	12,5
	EF 13	8,8	1	1,1	2	3,6	6,2	11
21,5	EF 8	4,8	0,9	1,1	1,9	3,4	6	10,5
	EF 9	3	1,7	1,9	3,4	6,2	11	20
	EF 11	5,4	1	1,2	2	3,7	7	13
	EF 13	4,8	0,8	0,9	1,8	2,9	5,4	9,5

TABELLA II.

Confronto tra i valori di tensione di rumore equivalenti ricavati sperimentalmente e i valori dedotti dal calcolo.

f (MHz)	Tipo di tubo	$\frac{P_m}{P_r}$ (dB)	V_m (V)	V_r (V)	$\frac{V_m}{V_r}$	E_i (μV)	$A \cdot 10^{-6}$	E_{ra} (μV)	$\frac{E_i}{E_{ra}}$	R_t (Ω)	R_{eq} (Ω)	E_r (μV)	$A_a = \frac{E_r}{E_{ra}(\text{medio})}$
13,6	EF 8	14	12,39	2,53	4,9	1,1	41,2	0,061	4,9	3450	3200	0,87	13
		15	12,43	2,24	5,6	1,2	34,6	0,065	5,6				
		20	12,59	1,27	10	2,4	17,5	0,072	10				
		25	12,62	0,71	17,8	3,8	11,1	0,064	17,8				
		30	12,64	0,4	31,6	7,4	5,7	0,070	31,6				
		35	12,65	0,22	56,5	13	3,2	0,069	56,5				
13,6	EF 9	14	12,39	2,53	4,9	3,4	11,4	0,221	4,9	3100	15 000	1,44	6,9
		15	12,43	2,24	5,6	3,8	10,9	0,205	5,6				
		20	12,59	1,27	10	7	5,9	0,211	10				
		25	12,62	0,71	17,8	12	3,6	0,197	17,8				
		30	12,64	0,4	31,6	21	2,1	0,199	31,6				
		35	12,65	0,22	56,5	42	1,0	0,223	56,5				

13,6	EF 11	14	12,39	2,53	4,9	1,6	25,8	0,098	4,9	3300	10 000	1,24	12
		15	12,43	2,24	5,6	2	20,7	0,108	5,6				
		20	12,59	1,27	10	3,7	11,3	0,112	10				
		25	12,62	0,71	17,8	5,7	7,3	0,097	17,8				
		30	12,64	0,4	31,6	10	4,2	0,095	31,6				
		35	12,65	0,22	56,5	18,2	2,3	0,097	56,5				
13,6	EF 13	14	12,39	2,53	4,9	1,2	30,6	0,082	4,9	3600	2500	0,84	10,3
		15	12,43	2,24	5,6	1,4	28,6	0,078	5,6				
		20	12,59	1,27	10	2,7	15,5	0,081	10				
		25	12,62	0,71	17,8	4,5	9,4	0,076	17,8				
		30	12,64	0,4	31,6	8,4	5	0,08	31,6				
		35	12,65	0,22	56,5	17	2,5	0,09	56,5				
13,6	ECH 11	14	12,39	2,53	4,9	3	13,8	0,183	4,9	3550	75 000	3	16,6
		15	12,43	2,24	5,6	3,3	12,6	0,178	5,6				
		20	12,59	1,27	10	5,9	7,1	0,179	10				
		25	12,62	0,71	17,8	10	4,2	0,169	17,8				
		30	12,64	0,4	31,6	18,8	2,2	0,178	31,6				
		35	12,65	0,22	56,5	36	1,2	0,191	56,5				

Serie di misure analoghe a quelle della tabella I, sono state ripetute utilizzando un solo stadio a radiofrequenza.

I valori di sensibilità sono risultati alquanto inferiori a quelli del caso precedente, pur conservando lo stesso andamento relativo. La ragione è da ricercarsi probabilmente nell'influenza sulla tensione equivalente di rumore d'entrata della tensione di rumore dello stadio convertitore, la quale dà una contribuzione praticamente nulla quando vi siano due stadi a radiofrequenza e parzialmente sensibile invece quando vi sia uno stadio solo.

Le stesse misure di sensibilità sono state infine eseguite entrando direttamente sullo stadio convertitore, che utilizzava un tubo triodo esodo del tipo ECH11.

Si sono ricavati valori pressochè uguali alle diverse frequenze, e circa tre volte superiori a quelli ottenuti con i silentodi usando uno o due stadi amplificatori a radiofrequenza. La ragione è da ricercarsi, come già si è detto, nella forte resistenza di rumore equivalente che presentano i tubi convertitori.

Si può quindi concludere, per quanto riguarda il secondo punto di cui ci siamo proposti l'esame, che in onde corte il raggiungimento delle sensibilità più elevate è possibile soltanto usando uno o più stadi amplificatori a radiofrequenza: in loro assenza la sensibilità conseguibile si riduce di circa 3 volte.

Nella tabella II sono stati riportati, in relazione al terzo punto, i valori di tensione di rumore equivalente E_{ra} all'entrata del ricevitore, ricavati dalle misure di sensibilità, eseguite per diversi valori del rapporto $\frac{P_m}{P_r}$ e per i diversi tipi di tubi, ed i valori di tensione equivalente di rumore E_r, calcolati in base ai valori delle resistenze di rumore dei tubi e del circuito.

Le misure si riferiscono alla frequenza di 13,6 MHz.

I valori di E_{ra} si ricavano immediatamente dalle:

$$V_m = \sqrt{P_m Z_u} \qquad V_r = \sqrt{P_r Z_u}$$

da cui:

$$A = \frac{V_m}{m E_i} \qquad E_{ra} = \frac{V_r}{A} .$$

Nel nostro caso si ha, come si è detto, $P_m = 20 \cdot 10^{-3}$ W, $Z_u = 8000\ \Omega$, $m = 0{,}3$, mentre i valori di P_r si deducono dal rapporto $\frac{P_m}{P_r}$ ed i valori di E_i coincidono con i risultati delle misure di sensibilità.

Il calcolo delle E_r è stato fatto in base alla [9'], ponendo:

$$\Delta f_{bf} = 3500 \text{ Hz} , \qquad T = 273 + 17 = 300^{\circ}\text{K}$$

e prendendo per le R_{eq} i valori dati dalle case costruttrici.

I valori della resistenza equivalente R_t del circuito sono stati ricavati in base alla $R_t = \frac{L}{RC} = \frac{Q}{\omega C}$, dove Q, coefficiente di guadagno del circuito di entrata, è stato misurato direttamente sul ricevitore e nelle stesse condizioni fissate per la misura della sensibilità, cioè con il generatore di segnali collegato al ricevitore attraverso l'antenna fittizia e con il tubo montato ed acceso.

Nonostante che il coefficiente di bontà delle bobine smontate fosse molto elevato (variabile fra 201 e 350), i valori delle R_t sono risultati molto bassi e variabili fra 10 000 e 3500 secondo le frequenze. La ragione è da attribuirsi al forte valore delle perdite relative ai diversi effetti parassiti, che si verificano nel circuito montato, e allo smorzamento prodotto dall'antenna fittizia collegata in parallelo.

Per il confronto fra i valori di tensione di rumore equivalente determinati in base alle misure e quelli ricavati dal calcolo, ci si vale della [11].

I valori delle E_{ra} e delle E_r coinciderebbero quindi se il grado di amplificazione dell'accoppiamento fra l'antenna e la griglia del primo tubo avesse i valori indicati nell'ultima colonna della tabella II. Praticamente, dati i valori misurati per l'amplificazione dello stadio (vedi tabella I) e quelli del coefficiente di bontà, è da ritenere che i gradi di amplificazione ottenuti in realtà con i diversi tubi siano in generale minori di 10 e quindi alquanto inferiori ai valori riportati nella tabella II. Di conseguenza i valori di E_{ra} ricavati sperimentalmente sarebbero inferiori a quelli teorici, ed i valori di sensibilità un po' più favorevoli del previsto.

Questo divario può essere attribuito a diverse cause di incertezza e in particolare sia ad errori di taratura in ampiezza del segnale ed in grado di modulazione del generatore di segnali, sia alle incertezze di misura del Q, sia infine ai valori assunti per le R_{eq} dei diversi tubi sperimentati, i quali possono differire sensibilmente dai tubi di caratteristiche medie a cui si riferiscono i cataloghi.

Comunque, l'andamento qualitativo dei risultati conferma le previsioni teoriche e dal punto di vista quantitativo l'approssimazione ottenuta non è inferiore a quella che si può conseguire nell'esecuzione di misure di sensibilità a frequenze elevate.

I risultati ottenuti per le altre frequenze sperimentate hanno dimostrato un andamento completamente analogo a quello ottenuto per $f = 13{,}6$ MHz: essi non fanno quindi che confermare le conclusioni già tratte.

15. - Conclusioni.

Attraverso l'analisi dei diversi argomenti, successivamente considerati nella presente trattazione, si è messa in evidenza l'importanza posseduta dal rumore di fondo, esistente in un moderno ricevitore radio,

agli effetti delle sue possibilità di assicurare in modo corretto la percezione di un segnale radio desiderato.

Il concetto di rumore di fondo risulta così connesso in modo inscindibile a quello di sensibilità di un ricevitore; quando si voglia definire o misurare quest'ultima è perciò necessario, ove si intenda conservare una sufficiente aderenza alla realtà, portare in conto l'influenza del primo. A questo scopo si ritiene che rispondano la definizione di sensibilità proposta ed il metodo di misura indicato.

Esaminate poi le altre esigenze alle quali deve soddisfare un metodo per la misura della sensibilità, si sono discussi i criteri in base ai quali si ritiene opportuno fissare le modalità di esecuzione delle misure stesse per i diversi tipi di ricevitori, ed in particolare si è messo in evidenza come, facendo variare opportunamente il rapporto tra segnale e rumore di fondo, sia possibile riprodurre in sede di misura e caratterizzare per mezzo del valore di sensibilità, tutte le condizioni di ricezione, che un ricevitore è effettivamente atto ad assicurare. L'insieme delle misure di sensibilità relative ad un ricevitore può essere raccolto in un grafico di sensibilità, che fornisce in modo molto semplice la prestazione del ricevitore per qualsiasi frequenza e per qualsiasi condizione di ricezione: di questo grafico si propone il tracciamento e l'esame nel caso di collaudi e di confronti di prototipi di ricevitori.

Dopo aver ricordato brevemente le cause che contribuiscono alla formazione del rumore di fondo nell'interno di un ricevitore, si sono riassunte le formule che consentono di valutarne complessivamente l'influenza nei confronti della ricezione di un segnale desiderato, e si è mostrato come in base alla conoscenza, dedotta dal calcolo o dalla misura, del rumore di fondo si possano stabilire i valori limiti praticamente utilizzabili per la sensibilità di un ricevitore. Dopo avere accennato ai criteri che conviene adottare per raggiungere questi valori limiti in sede di progetto e di costruzione di un ricevitore, si sono esposti infine i risultati di una ricerca sperimentale, intesa ad accertare i limiti di sensibilità effettivamente raggiungibili in un ricevitore allo stato attuale della tecnica; limiti che si dimostrano praticamente in buon accordo con i valori precedentemente stabiliti per via teorica.

Guidonia - Direzione Superiore degli Studi e delle Esperienze della R. Aeronautica.

RAPPRESENTAZIONE DI BIPOLI QUALSIASI CON QUADRIPOLI DI PURE REATTANZE CHIUSI SU RESISTENZE

GIOVANNI COCCI

La rappresentazione canonica di bipoli qualsiasi studiata da Brune, pure offrendo un interesse teorico notevole, male si presta per lo studio sistematico dei bipoli. Viene allora mostrato come un bipolo qualsiasi possa sempre essere rappresentato con un quadripolo di pure reattanze chiuso su una resistenza e viene indicato un procedimento per determinare in modo univoco le caratteristiche di tale quadripolo partendo dalla funzione di impedenza $Z(p)$; una cellula variatrice di fase, arbitraria, può essere sempre inserita tra quadripolo e resistenza, non cambiando l'impedenza alla giunzione. Un esempio numerico permette di illustrare meglio il procedimento.

La nuova rappresentazione, oltre che per lo studio sistematico dei bipoli, può essere usata per lo studio dei separatori, per il progetto di bipoli con speciali caratteristiche e per la risoluzione di problemi vari riguardanti i bipoli. Come esempio ne viene mostrata l'applicazione per la determinazione della parte immaginaria di una impedenza di cui sia data la parte reale.

Introduzione.

Nel suo classico lavoro Brune [1] ha enunciato la condizione generale perchè una funzione razionale fratta possa rappresentare l'impedenza (o ammettenza) di un bipolo di elementi ideali (L, R, C e trasformatori ideali) ed in pari tempo ha indicato un procedimento per ottenere in modo univoco, data la funzione $Z(p)$, una rete che presenti tra i suoi estremi appunto l'impedenza assegnata e quindi possa essere considerata la rappresentazione canonica del bipolo definito mediante la funzione $Z(p)$ assegnata. La struttura della rete a cui Brune arriva è illustrata in figura 1; precisamente si ha una struttura a scala composta di bipoli di pure reattanze a cui segue (a destra della linea a a) una rete

[1] O. Brune: Sintesi di bipoli di impedenza assegnata - J. Math. a. Phys. Mass. Inst., 1931, X, p. 191.

a scala con resistenze nei rami in serie; la rete iniziale serve per togliere tutte le singolarità (zeri e poli) sull'asse immaginario.

Con questa rappresentazione resta un nucleo centrale (rete a destra della linea *a a*) che è costituito da un bipolo con tutti gli elementi ideali. Siccome lo studio generale delle reti ternarie (cioè con L, M, C ed R)

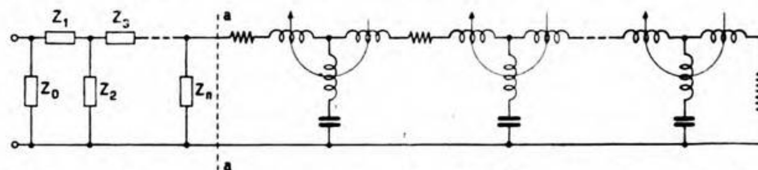


Fig. 1. — Rappresentazione canonica di un bipolo qualsiasi secondo Brune (Z_0, Z_1, ..., Z_n sono bipoli di pure reattanze).

non è molto sviluppato, il derivare le proprietà del bipolo dalla sua rappresentazione è malagevole ed infatti la rete di Brune è stata usata fondamentalmente solo per dimostrare, attraverso ad un esempio di rappresentazione, che la funzione $Z(p)$ che soddisfa alle condizioni enunciate può rappresentare l'impedenza di un bipolo attuabile. È allora sorta l'idea di cercare altre rappresentazioni canoniche che consentano di studiare con maggiore comodità le reti ternarie.

È evidente che una rappresentazione di un bipolo ternario con un quadripolo di pure reattanze chiuso su una resistenza assegnata, come è illustrato nella figura 2, se possibile, consente di classificare e studiare i bipoli in generale, in modo molto più comodo della rappresentazione di Brune; infatti la trattazione sistematica dei quadripoli di pure reattanze è oggi in uno stadio abbastanza soddisfacente e può essere direttamente utilizzata, nel caso che sia valida la rappresentazione di figura 2, per lo studio che ci interessa. Intrapresa così una ricerca per vedere l'applicabilità di detta rappresentazione, si è avuta la lieta sorpresa di trovare che essa è del tutto generale, e cioè che qualsiasi bipolo di elementi ideali passivi può essere rappresentato con un quadripolo di pure reattanze chiuso su una resistenza assegnata. L'esistenza del quadripolo si intende nel senso definito da Cauer (²), cioè attuabile con L, C e trasformatori ideali.

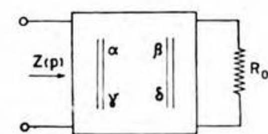


Fig. 2. — Rappresentazione canonica di un bipolo qualsiasi con un quadripolo di pure reattanze chiuso su una resistenza.

Per dimostrare questa proprietà partiremo da una $Z(p)$ che soddisfi alle condizioni enunciate da Brune e mettendo tali condizioni sotto una forma più comoda per noi indicheremo un procedimento gene-

(²) G. Cocci: Funzioni di trasmissione di quadripoli di pure reattanze inseriti tra due resistenze - A. F., 1938, VII, p. 804.

rale per determinare in modo univoco le caratteristiche $(\alpha, \beta, \gamma, \delta)$ del quadripolo; dimostrato che il quadripolo così ottenuto si può sempre costruire, discuteremo infine l'univocità della rappresentazione e altri eventuali metodi per determinare le caratteristiche del quadripolo. Un esempio non troppo complesso servirà ad illustrare il procedimento. Per i simboli ed i teoremi principali utilizzati ci richiamiamo ad un precedente lavoro (2).

Determinazione delle caratteristiche del quadripolo.

1. - La definizione generale di funzione reale positiva, $Z(p)$, comprende che sia:

a) $Z(p)$ funzione razionale fratta;

b) $Z(p)$ reale per p reale;

c) $\mathrm{Pr}\,[Z(p)] \geqslant 0$ per $\mathrm{Pr}\,(p) \geqslant 0$.

Per noi conviene trasformare la condizione *c*, che si riferisce a tutto il semipiano positivo della variabile complessa p, in condizioni sul contorno, che è l'asse immaginario $j\omega$, di detto semipiano. Lungo tale asse possiamo scindere il numeratore e denominatore di $Z(p)$ nelle parti reale e immaginaria e scrivere:

$$[1] \qquad Z(p) = \frac{N_1(\lambda) + pN_2(\lambda)}{D_1(\lambda) + pD_2(\lambda)} \; ; \qquad \lambda = p^2 = -\omega^2 \; ;$$

ed inoltre assumere che tutte le eventuali radici comuni al numeratore e al denominatore siano state eliminate. Le condizioni perchè $Z(p)$ sia del tipo prescritto possono allora essere enunciate in termini dei polinomi N_1, N_2, D_1, D_2 nel modo seguente.

I - I quattro polinomi N_1, N_2, D_1, D_2 sono polinomi in λ con numero finito di termini e con i singoli coefficienti reali positivi; le loro radici sono tutte per λ reale negativo.

II - Le funzioni $\dfrac{pN_2}{N_1}$ e $\dfrac{pD_2}{D_1}$ sono pure funzioni reali positive, cioè con zeri e poli (tutti sull'asse immaginario) che si dividono.

III - Il grado massimo in p $\left(\text{ed } \dfrac{1}{p}\right)$ del numeratore e denominatore di $Z(p)$ differiscono al massimo di 1.

IV - Eventuali poli per λ reale negativo (radici comuni a D_1 e D_2) sono semplici e con residuo positivo.

V - $N_1 D_1 - \lambda N_2 D_2 \geqslant 0$ lungo il semiasse reale negativo $\lambda = -\omega^2$.

Ricorrendo ai vari teoremi enunciati da Brune (1) sulle funzioni reali positive è facile vedere l'equivalenza delle condizioni I, II, III, IV, V con le *a*, *b*, *c*.

2. - In base alla condizione V potremo scrivere:

[2] $$N_1 D_1 - \lambda N_2 D_2 = A^2(\lambda)\, B(\lambda)\,,$$

dove in $A(\lambda)$ si sono compresi tutti i gruppi di radici con molteplicità pari e in $B(\lambda)$ le restanti radici semplici. Siccome lungo il semiasse reale negativo λ (cioè lungo l'asse immaginario $j\omega$) l'espressione completa è sempre positiva, su detto semiasse si avranno solo radici con molteplicità pari. B è allora un polinomio in λ con le radici o positive o immaginarie coniugate ed allora a coppie. Se si considera come variabile p, ad ogni radice in λ corrispondono due radici rispettivamente con parte reale positiva e parte reale negativa; mancano radici immaginarie pure, che corrisponderebbero a radici in λ reali negative. Raccogliendo le radici con parte reale negativa abbiamo:

[3] $$B = A_1(p)\, A_1(-p)\,,$$

dove $A_1(p)$ è un polinomio di Hurwitz (cioè con tutte le radici con parte reale negativa e non nulla) e $A_1(-p)$ è il suo coniugato.

Allora le due relazioni:

[4] $$\alpha + \frac{\beta}{R_0} = \frac{(N_1 + p\, N_2)\, A_1(p)}{\sqrt{R_0}\, A(\lambda)\, B(\lambda)}$$
$$\gamma R_0 + \delta = \frac{[D_1(\lambda) + p\, D_2(\lambda)]\, A_1(p)\sqrt{R_0}}{A(\lambda)\, B(\lambda)}\,,$$

definiscono le costanti α, β, γ, δ di un quadripolo di pure reattanze che, chiuso su R_0 nel modo illustrato dalla figura 2, presenta un'impedenza d'ingresso eguale a $Z(p)$. La separazione di α da β e di γ da δ è immediata, essendo (lungo l'asse immaginario $j\omega$) α e δ reali e β e γ immaginari puri.

3. - È facile verificare che:

$$\frac{\alpha R_0 + \beta}{\gamma R_0 + \delta} = Z(p)\ ;$$

basta quindi dimostrare che α, β, γ, δ definiscono un quadripolo che si può attuare. Piloty (3) ha studiato appunto il caso generale di un quadripolo di pure reattanze definito dalle due funzioni di trasmissione $\alpha + \frac{\beta}{R_0}$ e $\gamma R_0 + \delta$ che egli chiama M ed N, ed ha mostrato che il quadripolo esiste purchè M ed N (oltre a soddisfare naturalmente ciascuno alle condizioni per potere rappresentare funzioni di trasmissione di quadripoli di pure reattanze chiusi su resistenze) siano tali che $\frac{M}{N}$ sia funzione reale positiva e sia inoltre $\alpha\delta - \beta\gamma = 1$. Nel caso

(3) H. Piloty: Filtri separatori - T. F. T., 1939, XXVIII, p. 291.

nostro, essendo $\frac{M}{N} = \frac{Z}{R_0}$, la prima condizione è automaticamente verificata. Per verificare la seconda moltiplichiamo un'espressione per la coniugata dell'altra e prendiamo la parte reale:

$$\text{Pr}\left[\left(\alpha + \frac{\beta}{R_0}\right)\left(\delta - \gamma R_0\right)\right] = \alpha\delta - \beta\gamma =$$

$$= \text{Pr}\left[\frac{(N_1 + pN_2)(D_1 - pD_2)A_1(p)A_1(-p)\sqrt{R_0}}{\sqrt{R_0}\,A^2(\lambda)\,B^2(\lambda)}\right] = \frac{N_1D_1 - \lambda N_2D_2}{A^2(\lambda)\,B(\lambda)} = 1\,;$$

ci si è quindi ridotti a dimostrare che le singole espressioni di $\alpha + \frac{\beta}{R_0}$ e di $\gamma R_0 + \delta$ sono espressioni di funzioni di trasmissione.

Consideriamo la prima, perchè il ragionamento per la seconda è perfettamente corrispondente. In un lavoro precedente (²) abbiamo dimostrato che condizioni necessarie e sufficienti perchè una funzione reale razionale fratta rappresenti una funzione di trasmissione di un quadripolo di pure reattanze chiuso tra resistenze sono che essa sia di uno dei due tipi:

$$\frac{N_1(\lambda) + p\,N_2(\lambda)}{D(\lambda)} \qquad \frac{N_1(\lambda) + p\,N_2(\lambda)}{p\,D(\lambda)}$$

e che inoltre:

a) il numeratore sia un polinomio di Hurwitz;

b) il denominatore abbia grado (in p) non superiore al numeratore.

Consideriamo ora $\alpha + \frac{\beta}{R_0}$ la cui espressione è già sotto la forma richiesta; $A_1(p)$ soddisfa alle condizioni *a*; $N_1 + pN_2$ oltre alle radici con parte reale negativa può avere un certo numero di radici sull'asse immaginario, ma queste sono anche radici di $A(\lambda)$ [perchè sono comuni a N_1 ed N_2 e quindi compaiono in $N_1D_1 - \lambda N\,D_2$ e nella successiva scomposizione, come già detto, non possono andare in $B(\lambda)$] e così si elidono. Per la differenza di grado tra numeratore e denominatore infine basta partire dalla proprietà III di $Z(p)$ e considerare tutti i casi possibili.

4. - Sino ad ora abbiamo supposto che le radici comuni al numeratore e al denominatore dell'espressione di $Z(p)$ fossero state eliminate. Se questo non è, indichiamo con $M(p) = M_1(\lambda) + p\,M_2(\lambda)$ un eventuale fattore comune con radici con parte reale non positiva:

$$(5) \qquad Z(p) = \frac{N'_1 + pN'_2}{D'_1 + pD'_2} = \frac{(N_1 + pN_2)(M_1 + pM_2)}{(D_1 + pD_2)(M_1 + pM_2)} =$$

$$= \frac{(N_1M_1 + \lambda N_2M_2) + p\,(N_2M_1 + N_1M_2)}{(D_1M_1 + \lambda D_2M_2) + p\,(D_2M_1 + D_1M_2)}\,.$$

Seguendo il procedimento normale risulta:

$$N'_1 D'_1 - \lambda N'_2 D'_2 = (M_1^2 - \lambda M_2^2)(N_1 D_1 - \lambda N_2 D_2)\,, \tag{6}$$

e quindi le espressioni di $\alpha + \frac{\beta}{R_0}$ e di $\gamma R_0 + \delta$ vengono ambedue moltiplicate per il fattore:

$$\frac{M_1 + pM_2}{M_1 - pM_2}\,. \tag{7}$$

Questa è un'espressione a modulo unitario lungo l'asse immaginario $j\omega$. Tale tipo di espressioni è stato già studiato sistematicamente dall'autore (²) e corrisponde ad una cellula variatrice di fase (cellula simmetrica con $\zeta_1\zeta_2 = R_0^2$) inserita prima di R_0, come viene illustrato in figura 3. Una tale cellula può essere sempre inserita ed è arbitraria; infatti il complesso resistenza più cellula variatrice di fase presenta ancora ai morsetti di entrata un'impedenza espressa da R_0.

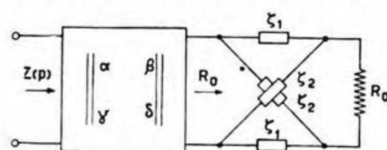


Fig. 3. — Inserzione di una cellula variatrice di fase arbitraria tra il quadripolo e la resistenza.

Per la rappresentazione canonica di figura 2 si suppone di partire sempre dalla espressione di $Z(p)$ depurata da radici comuni, e quindi si arriva in modo univoco alla determinazione delle caratteristiche α, β, γ, δ del più semplice quadripolo che, chiuso su R_0, presenta un'impedenza di ingresso espressa da $Z(p)$. Il quadripolo generale invece si ottiene mettendo in serie col quadripolo minimo un quadripolo variatore di fase arbitrario, nel modo illustrato in figura 3.

5. - Nell'esposizione precedente abbiamo date le espressioni per le caratteristiche del quadripolo limitandoci a mostrare che il quadripolo così definito esiste ed è quello richiesto, ma senza indicare la via seguendo la quale sono state ricavate. Queste espressioni possono essere ottenute in vario modo. Anzitutto, essendo:

$$Z(p) = \frac{N_1 + pN_2}{D_1 + pD_2} = \frac{\alpha R_0 + \beta}{\gamma R_0 + \delta}\,,$$

è evidente che possiamo scrivere:

$$\alpha R_0 + \beta = P(p)\,(N_1 + pN_2) \qquad \gamma R_0 + \delta = P(p)\,(D_1 + pD_2)\,, \tag{8}$$

dove $P(p)$ è una funzione di p da determinare. Per tale scopo si può ricorrere alla relazione:

$$\mathrm{Pr}\left[\left(\alpha + \frac{\beta}{R_0}\right)(-\gamma R_0 + \delta)\right] = \mathrm{Pr}\left[\frac{1}{R_0}(N_1 + pN_2)(D_1 - pD_2)P(p)P(-p)\right] = 1$$

oppure alle espressioni per la parte reale di $Z(p)$, o di $\frac{1}{Z(p)}$:

$$\Pr\,[Z(p)] = \frac{R_0}{\delta^2 - \gamma^2 R_0^2}$$

e mettere a posto il segno delle radici, ricordando le proprietà relative alle espressioni delle funzioni di trasmissione.

Anche per dimostrare l'esistenza del quadripolo possono venire seguite altre vie oltre a quella prima illustrata. Così ad esempio si può partire dall'espressione della parte reale di $Z(p)$; dimostrare che può essere il modulo di una funzione di trasmissione; con δ e γ costruire la relativa cellula minima (2) e infine aggiungere in serie un bipolo di pure reattanze per tenere conto dei poli di $Z(p)$ sull'asse immaginario. In maniera analoga si può poi procedere considerando invece la parte reale di $\dfrac{1}{Z(p)}$.

Esempio numerico.

6. - Sia data l'espressione:

$$Z = 10^3\,\frac{1 + 0{,}41 \cdot 10^{-3}\,p + 61{,}004 \cdot 10^{-6}\,p^2 + 10^{-9}\,p^3 + 60 \cdot 10^{-12}\,p^4}{0{,}3 \cdot 10^{-3}\,p + 0{,}042 \cdot 10^{-6}\,p^2 + 6{,}2 \cdot 10^{-9}\,p^3}\,\Omega,$$

che è una funzione reale positiva come possiamo verificare. Le condizioni I, III e IV sono evidentemente soddisfatte; per la condizione II si ha:

$$\frac{pN_2}{N_1} = 10^{-3}\,p\,\frac{0{,}41 + 10^{-6}\,p^2}{1 + 61{,}004 \cdot 10^{-6}\,p^2 + 60 \cdot 10^{-12}\,p^4} =$$

$$= 16{,}667\,p\,\frac{p^2 + 0{,}41 \cdot 10^6}{(p^2 + 0{,}01666 \cdot 10^6)\,(p^2 + 1{,}004 \cdot 10^6)}$$

$$\frac{pD_2}{D_1} = 10^{-3}\,p\,\frac{0{,}3 + 6{,}2 \cdot 10^{-6}\,p^2}{0{,}042 \cdot 10^{-6}\,p^2} = \frac{p^2 + 0{,}0484 \cdot 10^6}{6{,}774\,p},$$

ed infine per la condizione V:

$$N_1 D_1 - \lambda N_2 D_2 = -10^3\,(0{,}081 \cdot 10^{-6}\lambda + 0{,}2798 \cdot 10^{-12}\lambda^2 + 3{,}68 \cdot 10^{-18}\lambda^3) =$$
$$= -10^{-3} \cdot 0{,}081\,\lambda\,[(1 + 6{,}7403 \cdot 10^{-6}\,\lambda)^2 - 3{,}1664^2 \cdot 10^{-6}\,\lambda],$$

che per λ negativo è evidentemente sempre positivo.

Possiamo allora applicare il nostro procedimento per determinare il quadripolo. La ricerca delle radici di $N_1 D_1 - \lambda N_2 D_2$ è molto semplice, dopo la scomposizione effettuata per mostrare che esso è positivo per frequenze reali. Lo si può scrivere infatti, sviluppando il termine dentro parentesi, nella forma:

$$N_1 D_1 - \lambda N_2 D_2 = 81 \cdot 10^{-6}\,\lambda\,(1 + 3{,}4574 \cdot 10^{-6}\,\lambda + 45{,}4716 \cdot 10^{-12}\,\lambda^2).$$

da cui risulta:

$$A = 9 \cdot 10^{-3} p; \qquad A_1 = 1 + 3{,}1664 \cdot 10^{-3} p + 6{,}7403 \cdot 10^{-6} p^2.$$

Le espressioni per le caratteristiche del quadripolo sono allora, per $R = 1000\ \Omega$:

$$\alpha + \frac{\beta}{R_0} =$$

$$= \frac{\dfrac{10^3 (1 + 0{,}41 \cdot 10^{-3} p + 61{,}004 \cdot 10^{-6} p^2 + 10^{-9} p^3 + 60 \cdot 10^{-12} p^4)}{(1 + 3{,}1664 \cdot 10^{-3} p + 6{,}7403 \cdot 10^{-6} p^2)}}{\sqrt{1000} \cdot 9 \cdot 10^{-3} p\, B}$$

$$\delta + \gamma R_0 =$$

$$= \frac{\dfrac{(0{,}3 \cdot 10^{-3} p + 0{,}042 \cdot 10^{-6} p^2 + 6{,}2 \cdot 10^{-9} p^3)}{(1 + 3{,}1664 \cdot 10^{-3} p + 6{,}7403 \cdot 10^{-6} p^2)\sqrt{1000}}}{9 \cdot 10^{-3} p\, B},$$

e separando le parti reali e le parti immaginarie:

$$\alpha = \frac{3{,}5764 + 196{,}927 \cdot 10^{-6} p^2 + 196{,}724 \cdot 10^{-12} p^4}{0{,}2846\, B}$$

$$\beta = 10^3 \frac{1 + 69{,}04 \cdot 10^{-6} p^2 + 474{,}352 \cdot 10^{-12} p^4 + 404{,}418 \cdot 10^{-18} p^6}{0{,}2846 \cdot 10^{-3} p\, B}$$

$$\delta = \frac{0{,}3 + 8{,}3551 \cdot 10^{-6} p^2 + 41{,}7899 \cdot 10^{-12} p^4}{0{,}2846\, B}$$

$$\gamma = \frac{0{,}9919 \cdot 10^{-3} p + 19{,}9148 \cdot 10^{-9} p^3}{0{,}2846 \cdot 10^3\, B},$$

nelle quali è:

$$B = 1 + 3{,}4574 \cdot 10^{-6} p^2 + 45{,}4716 \cdot 10^{-12} p^4 .$$

Per rappresentare il quadripolo possiamo ad esempio ricorrere allo sviluppo in poli della matrice Z ed ottenere, ove i simboli conservano il significato già indicato (²):

$$\frac{\alpha}{\gamma} = 9{,}8782\, p + \frac{5{,}7907 \cdot 10^6 p}{p^2 + 0{,}04981 \cdot 10^6} + \frac{3{,}6055 \cdot 10^6}{p};$$

$$\frac{1}{u_0} = 1{,}054; \quad l_0 \sigma_0 = 3{,}333 \cdot 10^6;$$

$$\frac{\delta}{\gamma} = 2{,}0985\, p + \frac{0{,}01258 \cdot 10^6 p}{p^2 + 0{,}04981 \cdot 10^6} + \frac{0{,}30244 \cdot 10^6}{p};$$

$$\frac{1}{u_1} = -0{,}04661; \quad l_1 \sigma_1 = 0;$$

$$\frac{1}{\gamma} = 0{,}6498\, p - \frac{0{,}26992 \cdot 10^6 p}{p^2 + 0{,}04981 \cdot 10^6} + \frac{0{,}28692 \cdot 10^6}{p};$$

$$\frac{1}{u_0} = 3,230 \; ; \qquad l_\infty \sigma_\infty = 9,677 \, .$$

Il quadripolo completo è rappresentato in figura 4 con tutti i valori degli elementi.

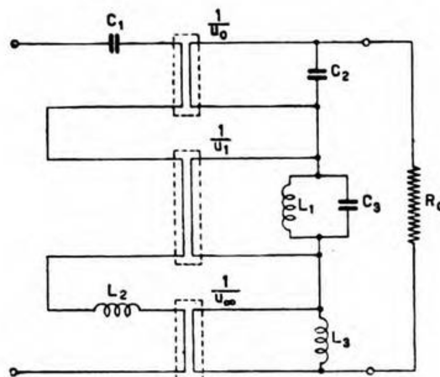


Fig. 4. — Rappresentazione canonica del bipolo di cui è stata data la funzione $Z(p)$: $C_1 = 0,3$ μF; $C_2 = 3,3064$ μF; $C_3 = 74,49$ μF; $L_1 = 0,2525$ H; $L_2 = 9,677$ H; $L_3 = 2,0985$ H; $\frac{1}{u_0} = 1,054$; $\frac{1}{u_1} = -0,04661$; $\frac{1}{u_\infty} = 3,230$; $R_0 = 1000$ Ω.

7\. - A titolo di confronto possiamo vedere come la stessa funzione verrebbe rappresentata col metodo di Brune. Seguendo il suo procedimento si debbono prima togliere tutte le singolarità sull'asse immaginario. La nostra funzione diventa infinita sull'asse immaginario per $p = 0$ e $p = j\infty$ e tali singolarità (che sono due poli) possono essere tolte sottraendo da Z una capacità ed una induttanza tali che per l'espressione risultante diventino zero, nel numeratore, il coefficiente del quarto grado (che non compare nel denominatore) e il termine noto:

$$10^3 \, \frac{1 + 0,41 \cdot 10^{-3} p + 61,004 \cdot 10^{-6} p^2 + 10^{-9} p^3 + 60 \cdot 10^{-12} p^4}{0,3 \cdot 10^{-3} p + 0,042 \cdot 10^{-6} p^2 + 6,2 \cdot 10^{-9} p^3} -$$

$$- 9,677 \, p - \frac{10^6}{0,3 \, p} = 10^3 \, \frac{0,27 + 37,4342 \cdot 10^{-3} p + 0,59357 \cdot 10^{-6} p^2}{0,3 + 0,042 \cdot 10^{-3} p + 6,2 \cdot 10^{-6} p^2} \, .$$

Ci siamo così ridotti ad una espressione razionale fratta avente denominatore e numeratore dello stesso grado e che, sull'asse immaginario, essendo stati eliminati i due poli e non presentandosi alcun zero, non possiede alcuna singolarità o radice.

Il valore minimo della parte reale si ha per $p = \infty$ ed è $r = 95,74$; sottraendolo si ha:

$$10^3 \frac{0,27 + 37,4342 \cdot 10^{-3}\, p + 0,59357 \cdot 10^{-6}\, p^2}{0,3 + 0,042 \cdot 10^{-3}\, p + 6,2 \cdot 10^{-6}\, p^2} - 95,74 =$$

$$= 10^3 \frac{0,2413 + 37,4302 \cdot 10^{-3}\, p}{0,3 + 0,042 \cdot 10^{-3}\, p + 6,2 \cdot 10^{-6}\, p^2} ;$$

il gruppo di reattanze che si dovrebbe ricavare quando si seguisse il metodo di Brune è, in questo caso, degenere e si riduce ad una capacità in parallelo del valore 0,1657 μF, come si può rilevare, osservando che per $p = \infty$ l'inverso dell'ultima espressione diventa infinito: analogamente a quanto si è già visto per i poli di Z, si elimina questo polo di $\frac{1}{Z} = Y$ sottraendo un'ammettenza, in questo caso una capacità. Sommando algebricamente le ammettenze, resta:

$$10^{-3} \frac{0,3 + 0,042 \cdot 10^{-3}\, p + 6,2 \cdot 10^{-6}\, p^2}{0,2413 + 37,4302 \cdot 10^{-3}\, p} - 0,1657 \cdot 10^{-6}\, p =$$

$$= 10^{-3} \frac{0,3}{0,2413 + 37,4302 \cdot 10^{-3}\, p} = \frac{1}{124,8\, p + 804,3} ,$$

e il termine residuo si identifica subito come una induttanza in serie con una resistenza. La rete completa così ottenuta è rappresentata in figura 5.

Avendo due rappresentazioni canoniche della funzione Z, possiamo

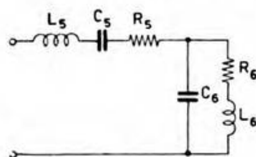


Fig. 5. — Rappresentazione col metodo di Brune del bipolo di figura 4: $L_5 = 9,677$ H; $C_5 = 0,3$ μF; $R_5 = 95,74$ Ω; $L_6 = 124,8$ H; $C_6 = 0,1657$ μF; $R_6 = 804,3$ Ω.

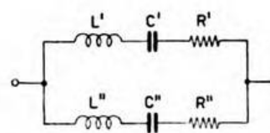


Fig. 6. — Bipolo da cui si è partiti per ottenere la $Z(p)$ usata per le figure 4 e 5: $L' = 10$ H; $C' = 0,1$ μF; $R' = 100$ Ω; $L'' = 300$ H; $C'' = 0,2$ μF; $R'' = 2000$ Ω.

ora render noto che per ricavare una funzione Z che non rappresentasse un caso banale e fosse sicuramente una funzione positiva, eravamo partiti per stabilirla dalla rete rappresentata in figura 6.

Applicazioni.

8. - La rappresentazione canonica di bipoli qualsiasi ora illustrata ha soprattutto importanza teorica, facilitando la ricerca delle proprietà di impedenze di bipoli e agevolandone la classificazione e lo studio siste-

matico, in quanto permette di utilizzare la teoria dei quadripoli di pure reattanze che oggi è abbastanza sviluppata.

Se il quadripolo è attuabile in forma comoda, ad esempio come rete a scala, la rappresentazione canonica può anche essere utilizzata per costruire in pratica una impedenza assegnata, ma in generale il metodo di Brune porta a reti più convenienti.

Particolare importanza ha invece la rappresentazione qui proposta per tutta la teoria dei separatori elettrici; essa fornisce infatti un metodo diretto per determinare il quadripolo, data l'impedenza d'ingresso, ed inoltre ci dà la sicurezza dell'esistenza del quadripolo quando detta impedenza sia funzione positiva. A questo proposito ricordiamo che tutti i separatori oggi noti sono ottenuti mettendo in parallelo (od in serie) due (o più) reti tali che l'impedenza d'ingresso risultante sia una resistenza pura costante. Ciascuna rete è un quadripolo di pure reattanze chiuso su una resistenza. Ora, Cauer (4) ha recentemente dimostrato che se uno dei quadripoli è attuato come cellula minima, cioè con impedenza d'ingresso Z_0 per inserzione in serie (ammettenza per inserzione in parallelo) che non diventa mai infinita, allora, se indichiamo con R_0 il valore massimo della parte reale, $R_0 - Z_0$ è funzione positiva, cioè attuabile con bipolo generale. Non avendo però dimostrato il teorema qui enunciato, ha dovuto anche lui seguire gli altri trattatisti ed introdurre l'ulteriore limitazione che la parte reale di Z_0 (il cui inverso è eguale al quadrato del modulo della funzione di trasmissione) dovesse essere del tipo:

$$\frac{R_0}{1 + F^2(\lambda)} \quad \text{oppure} \quad \frac{R_0}{1 + \omega^2 F^2(\lambda)},$$

con $F(\lambda)$ funzione razionale fratta reale di λ. In base invece alla proprietà dimostrata da Cauer, noi possiamo ora affermare che qualunque sia uno dei due quadripoli, purchè del tipo minimo, esiste sempre il quadripolo complementare che messo in serie (od in parallelo) col primo, permette di ottenere come impedenza d'ingresso una resistenza costante.

Viene così a cadere una delle principali limitazioni imposte ai quadripoli che possono venire utilizzati nei separatori elettrici e che introdotta dal Norton (5) nella sua classica trattazione, è stata poi mantenuta dal Cauer e dal Piloty nelle successive rielaborazioni di questa trattazione.

9. - Un'altra applicazione della rappresentazione qui illustrata può essere la determinazione della parte immaginaria di un'impedenza, data la parte reale. Noi in base a detta rappresentazione possiamo

(4) W. CAUER: Separatori elettrici con resistenza di lavoro costante - E. N. T., 1939, XVI, p. 96.
(5) E. L. NORTON: Filtri a gruppi come reti a resistenza costante - Bell S. T. J., 1937, XVI, p. 178.

utilizzare le relazioni già determinate per quadripoli chiusi su resistenze e allora la relazione [50] del precedente lavoro citato (2) mostra che la parte reale di un'impedenza è eguale ad R_2 diviso per il quadrato del modulo della funzione di trasmissione ridotta $\delta + \gamma R_2$. Nello stesso lavoro vien mostrato poi come dalla funzione di trasmissione ridotta si possa ricavare la cellula minima, e quindi l'espressione completa per Z.

In serie con la cellula minima si può porre un bipolo arbitrario di pure reattanze; questo significa che la parte immaginaria viene determinata da quella reale a meno dell'impedenza di un tale bipolo, il che era già noto.

Un esempio potrà chiarire meglio come si applichi tale procedimento.

Sia data come parte reale di un'impedenza l'espressione:

$$R = \frac{R_0}{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^{10}} ,$$

dove R_0 ed ω_0 sono una resistenza ed una pulsazione che non è necessario qui assegnare numericamente; per la pulsazione noi considereremo la pulsazione normalizzata $\Omega = \omega/\omega_0$. Possiamo allora scrivere:

$$| \delta + \gamma R_0 |^2 = 1 + \Omega^{10} .$$

Determinando le radici (radici decime dell'unità) e scegliendo quelle con parte reale negativa risulta:

$$\delta + \gamma R_0 = (1 + j\Omega)\,(1 + 0{,}618\, j\Omega - \Omega^2)\,(1 + 1{,}618\, j\Omega - \Omega^2),$$

e separando le parti reali e le parti immaginarie:

$$\delta = 1 - 5{,}236\, \Omega^2 + 3{,}236\, \Omega^4$$
$$\gamma R_0 = 3{,}236\, j\Omega - 5{,}236\, j\Omega^3 + j\Omega^5 .$$

Ricorrendo allora alla matrice Z, è possibile sviluppare Z_{22} e Z_{12} in frazioni parziali:

$$Z_{12} = \frac{1}{\gamma} = R_0\left(\frac{0{,}309}{j\Omega} + \frac{0{,}058\, j\Omega}{4{,}521 - \Omega^2} - \frac{0{,}367\, j\Omega}{0{,}7159 - \Omega^2}\right)$$
$$Z_{22} = \frac{\delta}{\gamma} = R_0\left(\frac{0{,}309}{j\Omega} + \frac{2{,}527\, j\Omega}{4{,}521 - \Omega^2} + \frac{0{,}400\, j\Omega}{0{,}7159 - \Omega^2}\right) .$$

Possiamo allora determinare Z_{11} in modo che per ciascun polo il determinante dei coefficienti sia nullo:

$$Z_{11} = \frac{\alpha}{\gamma} = R_0\left(\frac{l_0}{j\Omega} + \frac{l_1\, j\Omega}{4{,}521 - \Omega^2} + \frac{l_2\, j\Omega}{0{,}7159 - \Omega^2}\right) ;$$

$$l_0 = \frac{0{,}309^2}{0{,}309} = 0{,}309 ; \quad l_1 = \frac{0{,}058^2}{2{,}527} = 0{,}00013 ; \quad l_2 = \frac{0{,}367^2}{0{,}400} = 0{,}3367 ;$$

moltiplicando per γ si ottiene l'espressione di α:

$$\alpha = 1 - 3{,}14\,\Omega^2 + 0{,}646\,\Omega^4\,,$$

ed infine dalla relazione $\alpha\delta - \beta\gamma = 1$ si ricava β:

$$\frac{\beta}{R_0} = 2{,}588\,j\Omega - 2{,}09\,j\Omega^3\,.$$

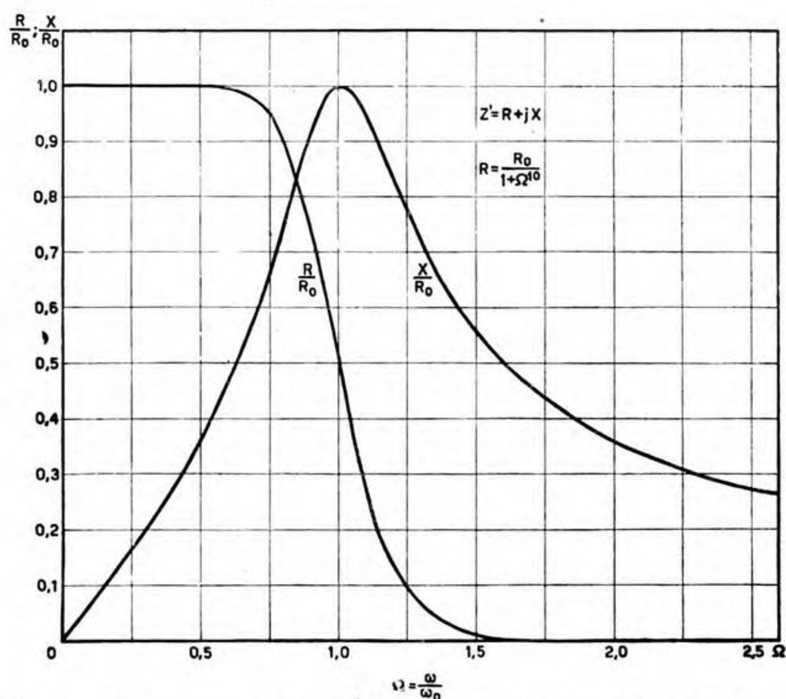


Fig. 7. — Parte reale e parte immaginaria dell'impedenza di cui è stata assegnata la parte reale $R = \dfrac{R_0}{1 + \Omega^{10}}$.

Abbiamo adesso tutti gli elementi per scrivere l'espressione completa dell'impedenza:

$$Z' = R_0 \frac{\alpha + \dfrac{\beta}{R_0}}{\gamma R_0 + \delta} =$$

$$= \frac{1 + 2{,}588\,j\Omega - 3{,}14\,\Omega^2 - 2{,}09\,j\Omega^3 + 0{,}646\,\Omega^4}{1 + 3{,}236\,j\Omega - 5{,}236\,\Omega^2 - 5{,}236\,j\,\Omega^3 + 3{,}236\,\Omega^4 + j\Omega^5} \cdot R_0\,;$$

si può separare la parte reale da quella immaginaria ottenendo (fig. 7):

$$Z' = \frac{R_0}{1 + \Omega^{10}} [1 - j\Omega(0{,}647 + 0{,}245\,\Omega^2 + 0{,}209\,\Omega^4 + 0{,}245\,\Omega^6 + 0{,}647\,\Omega^8)]$$

a cui va aggiunta l'impedenza di un eventuale bipolo arbitrario di pure reattanze in serie.

Sino ad ora per risolvere questo problema era nota la formula integrale data dal Bayard [6] e ripresa recentemente da Cauer [7]:

$$Z(j\omega) = R(\omega) + jS(\omega)\,; \qquad S(\omega) = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{\omega\, R(\lambda)\, d\lambda}{\lambda^2 - \omega^2} + S_1\,,$$

dove S_1 è l'impedenza del bipolo arbitrario di pure reattanze. Il metodo esposto può essere anche considerato come un modo per calcolare tale integrale.

Gewertz inoltre [8] ha indicato un metodo abbastanza simile a quello qui trattato [9].

[6] M. BAYARD: Relazione tra le parti reale ed immaginaria di impedenze e determinazione di una dall'altra - R. G. E., 1935, XXXVII, p. 659.

[7] W. CAUER: L'integrale di Poisson ed il suo impiego nella teoria delle reti lineari - E. N. T., 1940, XVII, p. 17.

[8] C. M. GEWERTZ: Sintesi di quadripoli con numero finito di elementi date le impedenze terminali e mutue - J. Math. a. Phys. Mass. Inst., 1933, XII, p. 1.

[9] Mentre il presente lavoro era in corso di pubblicazione, è apparso un articolo di W. Cauer (T. F. T., 1940, XIX, p. 228) nel quale viene esposta la rappresentazione qui segnalata mediante la designazione « bipoli con una sola resistenza ». Il metodo per la determinazione delle caratteristiche del quadripolo è tuttavia completamente diverso (utilizza la trasformata $\frac{Z+1}{Z-1}$ dell'impedenza assegnata Z) e diversa è anche la dimostrazione dell'esistenza del quadripolo.

RECENSIONI

CIRCUITI, QUADRIPOLI, FILTRI.

R. KING — **Generalizzazione di un teorema di accoppiamento per circuiti a frequenza altissima.** (Proc. I. R. E., febbraio 1940, XXVIII, 2, pag. 84-87, con 3 fig.).

L'autore ha dimostrato recentemente (1) un teorema che consente d estendere ai circuiti ad altissima frequenza i metodi di analisi usati per i circuiti a bassa frequenza. In questa nota egli toglie alcune limitazioni prima imposte per la validità del teorema, il quale risulta quindi enunciato nel modo seguente: la f. e. m. indotta in una linea bifilare da un generatore, il quale produca sui due fili forze elettriche uguali e di segno contrario, è equivalente a quella generata da tre coppie di generatori, localizzati sui due fili nel modo indicato dalla figura 1.

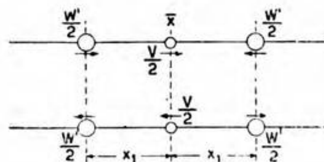


Fig. 1. — Distribuzione delle tre coppie di generatori equivalenti ad una f. e. m. distribuita.

Tanto il punto centrale del sistema $\bar{x}$, quanto la distanza x_1, sono arbitrari; i valori V, W' delle f. e. m. dei generatori dipendono da $\bar{x}$, x_1 e dalla distribuzione della f. e. m. indotta lungo la linea. Se questa distribuzione presenta una simmetria diretta (del tipo coseno) rispetto al punto $\bar{x}$, W' diventa uguale a zero; se invece si ha una simmetria invertita (del tipo seno), diventa uguale a zero V. *R. S.*

MISURE.

E. W. HEROLD — **Metodi semplificati per determinare la distorsione a radiofrequenza e la transmodulazione dei pentodi amplificatori.** (Electronics, aprile 1940, XIII, 4, pag. 82-88, con 1 fig.).

(1) R. KING: Proc. I. R. E., 1939, XXVII, p. 715; A. F., 1940, IX, p. 173.

Il coefficiente di transmodulazione e la distorsione ad alta frequenza dei tubi ad amplificazione variabile sono ordinariamente determinati in modo indiretto, misurando la distorsione di terza armonica di un segnale non modulato. Tale metodo è di esecuzione piuttosto delicata, specialmente perchè richiede la misura di una quantità dodici volte più piccola di quella che si vuol determinare.

Vengono ora proposti altri due metodi di misura indiretta, che sembrano di esecuzione molto più semplice, e che consentono l'uso di un ponte per la misura della transconduttanza.

Il primo metodo deriva dall'osservazione che, se S_0 è la transconduttanza misurata con un segnale d'ingresso molto piccolo ed S_i è la transconduttanza misurata con un segnale di maggiore ampiezza, il rapporto $(S_i - S_0)/S_0$ risulta proporzionale ai coefficienti di distorsione e di transmodulazione. Il secondo si fonda sull'osservazione che, se si misura la transconduttanza S_d applicando all'ingresso del ponte, oltre alla piccola tensione necessaria alla misura, una tensione ausiliaria di ampiezza e frequenza maggiori, il rapporto $(S_d - S_0)/S_0$ è il doppio di quello misurato con il primo metodo. I due metodi sono vantaggiosi, perchè i coefficienti di proporzionalità tra le grandezze misurate e quelle che si vogliono determinare sono prossimi ad uno e perchè consentono di eseguire la misura con segnali di intensità prossima a quella dei segnali che si presume agiscano nella realtà.

Sono raccolte le formule che forniscono le grandezze incognite in funzione di quelle misurate ed è indicato il modo di eseguire praticamente la misura.

[*Il principio del metodo di misura sviluppato da Herold è stato indicato da Sartori nel 1936* (1). — n. d. r.]. *R. S.*

MODULAZIONE E RIVELAZIONE.

D. Martineau Tombs — **Fasci con modulazione di velocità. La distribuzione della densità elettronica.** (W. E., febbraio 1940, XVII, 197, pag. 54-60, con 8 fig.).

A differenza di quanto veniva supposto da Hahn e Metcalf (2), che l'ampiezza della tensione a radiofrequenza fosse trascurabile di fronte alla tensione continua di polarizzazione delle griglie del klistron, cioè — che è lo stesso — di fronte alla velocità iniziale u_0 degli elettroni espressa in volt (fig. 1), si considerano qui forti profondità di modulazione. Sotto questa ipotesi non si può più ammettere, nemmeno in prima approssimazione, una distribuzione costante di densità elettronica, ma

(1) R. Sartori: Intermodulazione e demodulazione nei radioricevitori - R. C. XLI Riunione A. E. I., 1936, III, p. 60.
(2) W. C. Hahn e G. F. Metcalf: Velocity-modulated tubes - Proc. I. R. E., 1939, XXVII, p. 106; A. F., 1939, VIII, p. 481.

si può agevolmente ricorrere ad un metodo grafico per valutare la distribuzione nello spazio e nel tempo di tale densità.

Il metodo, valido per un segnale modulante di forma qualsiasi, non tiene conto della distribuzione di campo che gli elettroni subiscono per effetto della nuova distribuzione di carica spaziale, nè dell'incremento della massa dovuto alla velocità.

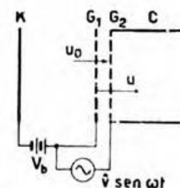


Fig. 1. — Disposizione schematica del catodo e delle due prime griglie.

Gli elettroni che partono dal catodo K (fig. 1) vengono accelerati dalla prima griglia G_1 ed acquistano la velocità costante u_0, essendo costante la tensione V_b di polarizzazione. Fra G_1 e G_2 essi subiscono accelerazioni o ritardi, poichè fra le due griglie è applicata una tensione alternativa. Se si trascura il tempo di transito nello spazio G_1G_2, le velocità u degli elettroni all'entrata nello spazio privo di campo C saranno proporzionali a $\sqrt{V_B + \hat{v} \text{ sen } \omega t} = \sqrt{V_B (1 + m \text{ sen } \omega t)}$, chiamando m la profondità di modulazione $\hat{v}/V_B$. Si può scrivere allora $\frac{u}{u_0} = \sqrt{1 + m \text{ sen } \omega t}$ e determinare la densità degli elettroni lungo il cilindro, nei successivi istanti.

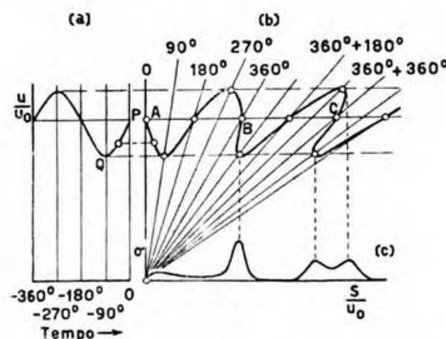


Fig. 2. — Costruzione grafica seguita per derivare le curve densità-distanza (c) da quella velocità-distanza (b), per un istante della curva velocità-tempo (a).

Se si portano in ordinate le u/u_0, in ascisse i tempi e si sceglie, per esempio, $m = 0,4$, la rappresentazione grafica delle $\frac{u}{u_0} = \sqrt{1 + 0,4 \text{ sen } \omega t}$ risulta data dalla curva a della figura 2. Detta S la distanza percorsa dagli elettroni lungo il tubo, si possono riportare le velocità relative u/u_0 in funzione di S/u_0. Una retta che passi per l'origine è infatti il luogo delle posizioni nelle quali si trovano le particelle in un determinato istante. Quindi se si tracciano diverse rette, corrispondenti ai periodi

completi, le loro intersezioni con l'orizzontale $\frac{u}{u_0} = 1$ rappresentano la posizione degli elettroni entrati nel cilindro 0,–1 o 2 cicli prima di quello entrato nell'istante P; tracciando altre rette, rappresentanti frazioni di periodo, e intersecandole con le corrispondenti orizzontali $\frac{u}{u_0} =$ costante, si ottiene per punti la curva b. Dividendo il periodo in un numero di parti abbastanza grande e contando il numero degli elettroni compreso entro una data distanza orizzontale, si traccia la curva c di densità media.

Quest'ultima curva rappresenta in certo modo la fotografia della distribuzione elettronica spaziale, presa nell'istante P. La stessa costruzione si può ripetere per diversi istanti del ciclo e per varie profondità di modulazione. Ciò è stato fatto per cinque valori di m (0,1; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8) e per diversi istanti.

Si riscontrano punti di massima densità quando l'andamento della curva b è pressochè verticale; allorchè le particelle più veloci sorpassano quelle più lente, partite prima, la curva presenta invece due massimi, raccordati da una sella centrale. La distanza a cui, a parità di tempo, si manifesta il primo massimo, diminuisce con il crescere della modulazione.

Per determinare la posizione del massimo di densità, la cui ampiezza è circa sei volte quella all'entrata del cilindro, vengono date formole empiriche, dedotte dalle costruzioni grafiche.

Infine sono svolte alcune considerazioni sui casi in cui si possono riscontrare segnali modulatori non sinoidali, per i quali per altro è ancora valido il procedimento grafico descritto. *C. E.*

CRONACA TECNICA

ACUSTICA APPLICATA ED ELETTROACUSTICA.

Nel fascicolo di luglio-agosto 1940 della *Ricerca Scientifica*, si dà notizia di un **elettrodiapason automatico,** cioè eccitato a vibrare mediante l'azione di un elettromagnete, attuato da S. Baglioni e A. Manfredi.

L'apparecchio, costruito nell'intento di ottenere una sorgente sonora che soddisfi, per quanto possibile, ai requisiti fondamentali (frequenza costante, intensità acustica costante, durata arbitraria e purezza) è costituito da un diapason in acciaio invar, affiancato ad un magnete, ad una delle estremità del quale è avvolta una bobinetta; un contatto vibrante interrompe la corrente fornita da una pila, permettendo al diapason di entrare in oscillazione. L'aggiunta del campo magnetico costante a quello variabile della bobina, permettendo di aumentare notevolmente l'intraferro tra diapason ed espansione polare del magnete, dà la possibilità di fruire di una maggiore ampiezza di vibrazione; inoltre l'eccitazione risulta molto più facile, e la potenza elettrica necessaria può essere ridotta in modo tale che tutto il complesso degli organi costitutivi, diapason e pila, sta chiuso in una scatola di alluminio di formato tascabile.

L'apparecchio, approntato per la produzione del la_3, che, secondo le ultime convenzioni internazionali corrisponde a 440 Hz, è stato denominato E. A. T. 440, cioè «elettroautotono» di 440 Hz; esso si è rivelato pienamente soddisfacente alle esigenze, per le quali è stato ideato, e di pratico uso, tanto per scopi artistici quanto per scopi scientifici. *Ca. Gi.*

FISICA GENERALE.

Per la determinazione dell'**acuità auditiva** di un gran numero di persone si è approfittato del concorso di pubblico alla esposizione mondiale del 1939 a New York e a quella del «Golden Gate» a San Francisco. Detta determinazione, se effettuata su di un gran numero di persone (durante le esposizioni si sono raccolti circa 700 000 risultati),

offre infatti dati del più alto interesse, nei riguardi di numerosi problemi di sanità pubblica e di acustica fisiologica; l'esposizione E 42 potrebbe essere un'ottima occasione per effettuare un analogo studio anche in Italia. Dei risultati ottenuti negli Stati Uniti riferisce, descrivendo anche le apparecchiature usate per l'analisi dei risultati e non dissimili

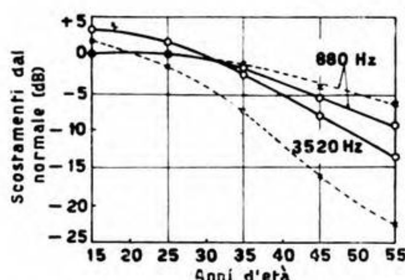


Fig. 1. — Variazione dell'acuità auditiva con l'età, per uomini (- - - -) e donne (———), per suoni puri aventi frequenza di 880 e 3520 hertz.

da quelle normalmente usate per i rilievi statistici, H. C. Montgomery nel fascicolo del dicembre 1939 di *Bell Lab. Record*.

La prova alla quale il visitatore veniva sottoposto era duplice: ascolto di parole e ascolto di suoni puri: questi ultimi costituiti dal

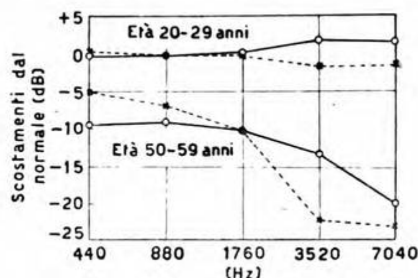


Fig. 2. — Variazione dell'acuità auditiva in funzione della frequenza, per uomini (- - - -) e donne (———), per le età medie 20-29 e 50-59 anni.

suono avente la frequenza del la normale (440 hertz) e quindi dai suoni corrispondenti alle armoniche fino alla quinta (7040 hertz). I risultati sono raccolti nelle figure 1, 2 e 3, di per sè molto chiare. Rimane confermata la perdita assai sensibile di acuità auditiva con l'età: essa è tuttavia minore per le donne che per gli uomini.

Non sono apparse differenze fra i risultati di New York e quelli di San Francisco, come pure non si è riscontrata differenza sensibile a

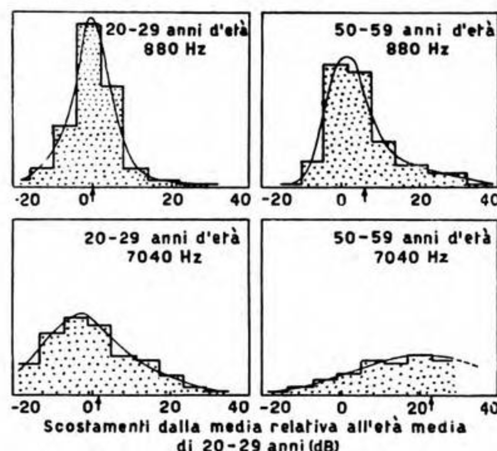


Fig. 3. — Distribuzione percentuale dell'acuità auditiva per uomini e donne, alle frequenze di 880 e 7040 hertz, per le età medie di 20-29 e 50-59 anni (le freccie indicano il valore medio della perdita di acuità).

seconda dell'ora nella quale la prova veniva effettuata, ciò che sembrerebbe escludere stanchezza di udito nel corso della giornata.

An. Gi.

MISURE.

Nel fascicolo di marzo 1940 dell'*A. T. M.* la Siemens e Halske presenta un **wattmetro per alte frequenze del tipo a termocoppie,** tipo che aveva già dato luogo ad altre attuazioni di carattere commerciale, dalle quali però la presente si differenzia in alcuni particolari.

È noto che una notevole limitazione per l'uso di tali apparecchi consiste nel pericolo del sovraccarico, e quindi della bruciatura, delle termocoppie; poichè la deviazione dello strumento finale, dipendendo dalla differenza delle tensioni generate dai due termoelementi, non dà nessuna indicazione a questo proposito, sono stati aggiunti un voltmetro ed un amperometro, anch'essi a termocoppia, i quali permettono inoltre la misura della potenza apparente.

La particolare disposizione del circuito, includente un trasformatore a rapporto variabile per le varie scale di corrente, consente di ridurre il consumo e di avere morsetti di corrente e di tensione completamente indipendenti fra di loro come in un comune wattmetro elettrodinamico; la presenza del trasformatore d'altra parte riduce l'estensione del campo di frequenza al tratto $5 \div 100$ kHz.

La precisione ottenuta ($\pm$ 2,5 %) appare essere all'incirca la massima conseguibile praticamente a causa dell'inesatta quadraticità delle

caratteristiche delle termocoppie. Nessun accenno è fatto al funzionamento con bassi valori del fattore di potenza; si può del resto ritenere noto, che per questo tipo di apparecchi esso comporta la necessità di eseguire letture nella parte iniziale della scala con conseguente maggiore errore percentuale.

[*Un apparecchio di tipo analogo è stato recentemente descritto in questa rivista* (1). *Caratteristiche principali sono la notevole sensibilità e la protezione delle termocoppie, conseguite mediante un opportuno amplificatore a tubi elettronici.* — n. d. r.]. *G. Fr.*

PIEZOELETTRICITÀ E MAGNETOSTRIZIONE.

L'utilizzazione delle proprietà piezoelettriche dei sali di Rochelle trova talvolta limitazione nel fatto che detti sali perdono rapidamente le loro caratteristiche piezoelettriche allorquando la temperatura supera

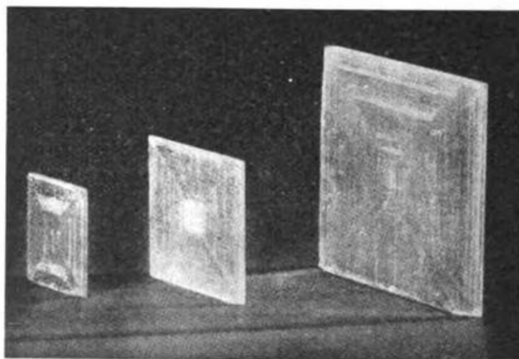


Fig. 1. — Un cristallo di sale di Rochelle ottenuto con acqua pesante (a sinistra) e due altri cristalli normali.

i 24°C. Secondo quanto viene detto nel fascicolo di agosto 1940 di *Bell Lab. Record* tali proprietà si conservano fino a 35°C quando i cristalli siano fatti usando, come acqua di cristallizzazione, acqua pesante. La figura 1 mostra a sinistra un **cristallo di sale di Rochelle ottenuto con acqua pesante** paragonato a due cristalli normali. *T. V.*

RADIOTECNICA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

Dopo le esperienze di radiotrasmissioni fra posti fissi lungo le linee ferroviarie (2), si è cercato di attuare analoghe **radiocomunicazioni fra**

(1) A. Pinciroli e G. Francini: Wattmetri per frequenze acustiche - A. F., 1940, IX, p. 324.

(2) Riv. tecn. F. I., 1937, LII, p. 5; A. F., 1938, VII, p. 136.

posti fissi e convogli viaggianti; nel fascicolo di agosto 1940 della *Riv. tecn. F. I.* G. Pacetti dà particolareggiata notizia degli studi e degli esperimenti compiuti. Le prove si sono eseguite con complessi radiotelegrafonici su linee elettrificate, in particolare sulla Bologna-Pistoia, sulla Bologna-Firenze, e sulla linea Bologna-Milano, in corso di elettrificazione. In un primo tempo, facendo uso di onde libere di varia lunghezza e con tutti gli accorgimenti tecnici del caso, non si ottennero risultati molto favorevoli, a causa dei disturbi prodotti dalla corrente circolante sulla linea di contatto allo scintillamento presso lo strisciante del pantografo; in sèguito, ricorrendo al sistema di trasmissione ad onde convogliate, mediante le quali è possibile trasmettere e ricevere un segnale di potenza tale da superare l'intensità dei disturbi, si è riusciti a conseguire risultati molto soddisfacenti.

I risultati migliori si sono ottenuti sulla linea Bologna-Pistoia, dove, usando una lunghezza d'onda di 800 m ed un trasmettitore di soli 40 W, si è potuto ricevere ad una distanza di circa 40 km, risultando invariato il collegamento radio tanto sotto le gallerie quanto nei tratti allo scoperto. Risultati leggermente inferiori, ma sempre notevoli, si sono conseguiti sulla Bologna-Milano, linea di maggior traffico e di conseguenza con disturbi più accentuati, sulla quale, sempre con lunghezza d'onda di 800 m, portando la potenza dei trasmettitori a 70 W, si riuscì a ricevere sino alla distanza di 50 km.

La vettura usata, attrezzata allo scopo, è descritta particolareggiatamente; vengono pure esposte le principali caratteristiche alle quali dovrebbero soddisfare gli apparecchi per un servizio normale e quelle a cui dovrebbero soddisfare le apparecchiature portatili per un servizio di emergenza. *Ca. Gi.*

LIBRI E PUBBLICAZIONI

G. Dilda. — *Radiotecnica.* Volume I: *Elementi propedeutici.* II edizione. — Il Rostro, Milano, 1940. — Un volume di IV-312 pagine, con 188 figure e 10 tabelle, legato in tela. — Prezzo L. 36.

È questa la seconda edizione del primo volume di un testo, che, pubblicato nel 1936 in litografia, ha giustamente riscosso molto successo. Suo pregio essenziale è il carattere di opera nello stesso tempo precisa e accurata oltre che didatticamente assai commendevole. La presente edizione tipografica non differisce sostanzialmente dalla prima; è però integrata e migliorata in varie parti ed inoltre aumentata di un intero capitolo sugli elementi di elettroacustica.

Dalla prefazione appare che lo scopo perseguito dall'autore è stato anzi tutto quello di allestire un libro di testo per allievi periti; tale intendimento si è pienamente raggiunto ma, di più, si può dire che esso è stato superato, poichè l'opera presenta una grande utilità anche per studenti di grado più elevato e per quanti desiderino, sulla base di una coltura sufficiente, fondare le conoscenze essenziali della radiotecnica.

La trattazione della materia segue un ordinamento un po' diverso del solito: nel primo dei nove capitoli che compongono il libro, sono dati alcuni cenni sulle teorie atomiche ed elettroniche della materia, così che il lettore è preparato allo studio dei tre capitoli seguenti, che si occupano dei tubi elettronici e del loro comportamento statico. Sono degni di nota la particolare cura con cui si chiariscono i concetti fondamentali, e il largo uso delle curve caratteristiche, illustrato da figure precise e di molta evidenza. Dopo lo studio dei tubi elettronici, viene svolta la trattazione dei circuiti a costanti concentrate e distribuite, in quattro capitoli, dal quinto all'ottavo: fra questi, il quinto studia gli elementi costitutivi dei circuiti elettrici, resistenza induttanza e capacità; il sesto e il settimo, i circuiti oscillatori semplici e accoppiati; l'ottavo, i circuiti a costanti distribuite. In queste parti di importanza fondamentale, la trattazione è condotta con opportuno discernimento: ad esempio, lo studio dell'effetto pellicolare, che è difficile dal punto di vista didattico, viene svolto qualitativamente, mentre invece quello dei circuiti accoppiati è condotto in modo particolareggiato e col conveniente sussidio della matematica, così che ne risulta una trattazione esauriente e precisa. Nel medesimo capitolo è dato particolare rilievo ai due concetti, assai importanti, dei fenomeni dei salti d'onda

e dello stiramento d'onda. Opportuna è pure, a proposito degli elementi costitutivi dei circuiti, l'introduzione del concetto di induttanza differenziale. Nell'ultimo capitolo sono trattati gli elementi di acustica e i trasduttori elettroacustici, brevemente ma in modo completo: le unità logaritmiche, che di solito rappresentano una difficoltà per il principiante, sono introdotte in modo semplice e naturale, ma esatto.

Può sorprendere a prima vista, nell'ordinamento dell'opera, che vi si trovino anteposti i capitoli sui tubi elettronici a quelli sui circuiti. La ragione è di carattere scolastico e dipende dall'ordinamento delle scuole a cui il libro è particolarmente dedicato, gli istituti industriali; in essi, come è spiegato nella prefazione, al principio del corso di radiotecnica, gli allievi non hanno ancora ben chiari i concetti fondamentali delle correnti alternate, che acquisiranno meglio nel sèguito. Ma anche indipendentemente da questa considerazione, può essere vantaggioso, dal punto di vista didattico, introdurre l'allievo allo studio della radiotecnica, con la trattazione dei tubi elettronici: la necessità per lo studente, di abbandonare tale argomento per quello dei circuiti e di riprenderlo poi, subito dopo, per studiare il comportamento dinamico, comporta un ripensamento che è assai proficuo per l'assimilazione della materia.

Nel presente lavoro sono state adoperate soltanto unità di misura del sistema Giorgi: le notazioni e i simboli sono, quanto più è possibile, unificati. È stata altresì posta cura per l'esattezza della terminologia. Buona la stampa, numerose e chiare le figure. Nel complesso non si può che plaudire all'opera e sperare che il secondo volume venga presto pubblicato. *Sa. Ma.*

***

E. Perucca. — *Fisica generale e sperimentale*. Volume II: *Ottica, elettricità e magnetismo*. III edizione. — Unione Tipografico-Editrice Torinese, Torino, 1940. — Un volume di IV-976 pagine, con 979 figure, legato in tela. — Prezzo L. 165.

Il secondo volume della terza edizione di quest'opera segue a breve distanza il primo volume, di cui si è già data notizia [1]. Si segnalano qui tra i numerosi ritocchi, che in seguito alla nuova revisione dell'autore appaiono nella terza edizione, soltanto i principali.

Per i prismi a deviazione costante viene esposto il principio generale di Wadsworth, che è alla loro base. I paragrafi relativi all'aberrazione degli obbiettivi ed alla loro rappresentazione grafica sono stati sensibilmente rielaborati; un nuovo paragrafo è stato aggiunto sulla questione della localizzazione delle frange d'interferenza, ciò che ha permesso una maggiore precisione nella descrizione dei vari fenomeni d'interferenza nelle lamine.

Importante è anche la rielaborazione dei paragrafi relativi all'energia del campo magnetico ed all'energia del campo elettrico; questa riela-

(1) A. F., 1940, IX, p. 248.

borazione si collega con l'intendimento dell'autore di stabilire più logicamente l'indipendenza delle azioni elettriche e magnetiche dalla natura del mezzo, indipendenza che deve interpretarsi nel particolare significato che l'autore attribuisce a tale espressione. Ben aggiornato e meglio precisato è il concetto del punto di Curie nel magnetismo. Sensibili varianti sono state curate a proposito delle misure elettrostatiche.

D'accordo con le ultime deliberazioni della Commissione Elettrotecnica Internazionale, l'autore nel suo paragrafo sull'ohm internazionale ha provveduto a limitarne l'importanza rispetto a quella di cui finora aveva goduto. Il riassunto sui procedimenti per giungere alla effettuazione delle misure fondamentali elettromagnetiche è stato anch'esso sensibilmente modificato. Agli elettroni secondari ed all'ottica elettronica si è riservato uno spazio maggiore che non nell'edizione precedente. *R. D.*

***

M. J. O. Strutt. — *Moderne Mehrgitter-Elektronenröhren.* Zweite Auflage. — J. Springer, Berlin, 1940. — Un volume di VIII-283 pagine, con 242 figure. — Prezzo R. M. 24 (legato R. M. 25,80).

La lettura di questo libro è da raccomandarsi a tutti coloro che si occupano di tubi elettronici. Come l'autore mette in rilievo nella prefazione, l'importanza anche economica dei tubi a molti elettrodi è in continuo aumento: alla fine del 1939 venivano utilizzati negli Stati Uniti d'America 160 milioni di tali tubi ed il doppio in tutto il mondo.

Il notevole successo conseguito dalla prima edizione (1) dell'opera, esaurita un anno appena dopo la sua pubblicazione, ha indotto l'autore a procedere ad una nuova edizione, che sotto diversi aspetti costituisce un miglioramento ed un ampliamento della precedente. L'unione in un unico volume delle due parti, che nella prima edizione costituivano due volumi separati, è stata accompagnata da una rielaborazione della materia e dall'aggiornamento dei dati caratteristici dei tubi. Da ciò ha tratto anche vantaggio l'ordinamento organico degli argomenti.

La prima parte è di carattere prevalentemente descrittivo e sperimentale. I suoi tre capitoli, trattano successivamente i tubi adatti all'amplificazione a radiofrequenza, i tubi mescolatori ed i tubi amplificatori a bassa frequenza. Essenzialmente teorica, benchè corredata da risultati sperimentali, è invece la seconda parte, che contiene i fondamenti elettrofisici. Il comportamento statico e dinamico, con particolare attenzione al caso delle onde corte, viene dedotto per via teorica e sperimentale dalle leggi fondamentali della meccanica elettronica.

Chiude il volume una ricca bibliografia, di ben 342 voci in ordine alfabetico secondo i nomi d'autore, a cui si fa sistematicamente richiamo alla fine di ogni capitolo. *G. G.*

---

(1) A. F., 1939, VIII, p. 55 e 56.

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Concorso a borse di studio indetto dal C. N. R. — Il Consiglio Nazionale delle Ricerche, Comitato per la Radiotecnica e le Telecomunicazioni, allo scopo di favorire lo sviluppo delle discipline radiotecniche e delle loro applicazioni, mette a concorso per l'anno accademico 1940-1941, le seguenti borse di studio, costituite in parte con fondi posti a disposizione dall'industria nazionale:

a) 5 borse di studio, ciascuna di L. 6000, per un corso di specializzazione in radiocomunicazioni, della durata di un anno, presso un istituto o scuola superiore a carattere universitario da stabilirsi dalla Presidenza del Comitato.

b) 5 borse di studio, ciascuna di L. 4000, per un corso di studi e di esperienze in radiotecnica, della durata di un anno, presso un istituto superiore o laboratorio specializzato da stabilirsi dalla Presidenza del Comitato.

L'assegnazione della borsa è incompatibile con qualsiasi altra assegnazione che abbia, in tutto o in parte, il medesimo scopo. Non possono prendere parte al concorso coloro che hanno beneficiato di precedente assegnazione di borsa di studio da parte del Comitato. Il giudizio per l'assegnazione delle borse è dato inappellabilmente dalla Presidenza del Comitato, su relazione di apposita commissione da essa nominata. È in facoltà della Presidenza di commutare qualcuna delle borse di cui alla lettera *b* in premi da assegnare a titolo d'incoraggiamento per speciali studi od esperienze degne di particolare considerazione.

L'ammontare della borsa verrà pagato in quattro rate bimestrali (gennaio, marzo, maggio, luglio) su richiesta del Direttore della scuola o del laboratorio, corredata dall'attestazione di frequenza e profitto.

Gli aspiranti alle borse di studio di cui alla lettera *a* debbono essere laureati in ingegneria od in fisica, od in fisica-matematica. Gli aspiranti alle borse di studio di cui alla lettera *b* debbono dimostrare, mediante diploma di studio o attestazione di prestato servizio radiotecnico, di essere idoneamente preparati a seguire il corso anzidetto di studi o di esperienze in radiotecnica.

Il concorso è per titoli. Le istanze di ammissione al concorso, redatte in carta legale da L. 6, debbono pervenire alla Segreteria del Comitato in Roma (Palazzo del C. N. R., Piazzale delle Scienze) non oltre il 15 dicembre 1940-XIX, corredate dai documenti indicati nel bando.

Nella domanda l'aspirante deve indicare le sue complete generalità, il domicilio e il recapito per le eventuali comunicazioni del Comitato, specificare a quali borse concorre, e dichiarare di obbligarsi a sottostare alle condizioni stabilite dall'avviso di concorso. *Re.*

***

Concorso a premi indetto dal C. N. R. — Il Comitato per la Radiotecnica e le Telecomunicazioni del C. N. R., allo scopo di incoraggiare in Italia le ricerche nel campo delle radiocomunicazioni, bandisce un concorso a premi sui seguenti temi:

a) Ricevitori per microonde di elevate sensibilità, selettività e stabilità. Premio di L. 6000. *b*) Mezzi per eliminare il disturbo di accensione di motori ai ricevitori per onde metriche. Premio di L. 6000. *c*) Apparati e metodi di misura sui dielettrici per altissime frequenze (onde metriche e decametriche). Premio di L. 4000. *d*) Studio di un nodo di antenne radio per onde decametriche: reciproca influenza in relazione alla frequenza e alla distanza. Premio di L. 4000. *e*) Antenna ad impedenza costante entro una larga gamma di frequenza, sulle onde decametriche. Premio di L. 4000.

I temi devono essere svolti con indirizzo teorico-sperimentale e presentare soluzioni concrete, od almeno proposte particolareggiate e sufficientemente suffragate da dati sperimentali, in modo da poter essere attuate senza incertezze. Le soluzioni e le proposte devono avere sufficiente carattere di originalità.

Sarà oggetto di preferenza la presentazione di modelli o di apparati completi, o delle parti principali di essi. Una relazione apposita deve illustrare i principi teorici ed i dati sperimentali. Gli scritti debbono essere originali, inediti o pubblicati, purchè nei limiti del semestre precedente il 28 ottobre 1940-XIX.

Il giudizio per l'assegnazione dei premi sarà dato inappellabilmente dalla Presidenza del Comitato su relazione di apposita commissione.

Le domande per l'ammissione al concorso, redatte su carta legale da L. 6, dovranno pervenire alla Segreteria del Comitato in Roma (Palazzo del C. N. R., Piazza delle Scienze) non oltre il 30 aprile 1941-XIX, corredate dai certificati indicati nel bando.

Nella domanda il concorrente deve indicare le sue complete generalità, l'ente presso il quale svolga eventualmente attività tecnica o professionale e le relative mansioni, nonchè il suo domicilio e il recapito per le eventuali comunicazioni del Comitato. Deve inoltre dichiarare che il lavoro non è stato, nè sarà presentato ad altro concorso per conferimento di premi prima del 30 settembre 1941-XIX.

I lavori presentati al concorso, con le relazioni e gli oggetti eventualmente allegati, devono pervenire alla Segreteria del Comitato non oltre il 31 maggio 1941-XIX. *Re.*

Vol. IX - N. 11 Novembre 1940-XIX

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Dans la première partie, après avoir brièvement souligné l'importance de la sensibilité dans les récepteurs, on examine l'effet déterminé dans les conditions de la réception par le bruit de fond. Ayant établi que la définition de sensibilité donnée dans les règles de l'I. R. E. et dans la litérature technique n'est pas complète, on propose une définition plus générale et correspondante à la réalité. On donne successivement la définition du bruit de fond dans un récepteur, et on résume brièvement les causes qui l'engendrent et les expressions qu'on doit user pour faire compte de ses effets.

Dans la seconde partie, après avoir montré que les méthodes usuellement employées pour la mesure de la sensibilité n'assurent pas une reproduction parfaite des conditions réelles de fonctionnement, on décrit une méthode capable de donner des résultats plus significatifs. On expose successivement les criteriums dont on peut faire usage pour établir les modalités à introduire dans la méthode de mesure et on met en évidence l'allure de la sensibilité avec la puissance de sortie et le rapport du signal au bruit de fond, en donnant une confirmation expérimentale. On recommande enfin un système de consigner les résultats des mesures de sensibilité, avec lequel on obtient l'indication de la prestation totale d'un récepteur aux différentes fréquences.

Dans la troisième partie, on fixe les limites imposées à la sensibilité des récepteurs dans l'état actuel de la technique, et les conditions qu'il faut remplir pour réaliser ces limites. On expose enfin les résultats d'une recherche expérimentale ayant pour but d'obtenir les valeurs maxima de sensibilité et on met en comparaison les résultats ainsi obtenus avec ceux calculés avec les expressions données par la théorie.

La représentation canonique des bipôles quelconques donnée par Brune, tout en étant d'un grand intérêt théorique, se prête mal à l'étude systématique des bipôles. On démontre alors comment un bipôle quelconque puisse toujours être représenté par un quadripôle à simples réactances terminé par une résistance et l'on donne un procédé pour déterminer d'une façon univoque les caractéristiques du dit quadripôle, une fois donnée l'impédance $Z(p)$. Une cellule déphaseuse arbitraire peut toujours être placée entre le quadripôle et la résistance parce qu'elle ne change pas la résistance apparente à la jonction. Un exemple numérique permet d'illustrer mieux le procédé à suivre pour déterminer les caractéristiques du quadripôle.

La nouvelle représentation, outre que pour l'étude systématique des bipôles, peut aussi être utilisée pour l'étude des séparateurs électriques, pour le projet de bipôles avec propriétés particulières et pour la résolution d'autres problèmes relatifs aux bipôles. On en démontre, comme exemple, l'application à la détermination de la partie imaginaire d'une impédance dont on connaît la partie réelle.

Vol. IX - N. 11 Novembre 1940-XIX

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

can be always used and a procedure is given for the design of the reactive four terminal network from the function Z(p). An arbitrary outphasing network can always be inserted between the reactive network and the terminal resistance, because it does not change the impedance at the junction. A numerical example explains the design procedure.

The new canonical representation is also useful for the treatment of dividing networks, for the design of bipoles with special characteristics and for the resolution of other problems related with bipoles. As an example the imaginary part of a given impedance is deduced from the real part.

Vol. IX - N. 11 Novembre 1940-XIX

ALTA FREQUENZA

INHALT

Im ersten Teil wird die Wichtigkeit der Empfindlichkeit in den Empfängern betont, und der Einfluss, den das Rauschen auf die Empfangsbedingungen hat, dargelegt. Der Mangel an einer Begriffsbestimmung der Empfindlichkeit, die nach den Regeln des I. R. E. und in der technischen Literatur gebräuchlich ist, wird nachgewiesen und eine allgemeinere und in der Tat besser entsprechende Bestimmung vorgeschlagen. Ausserdem wird das Empfängerrauschen definiert und die Rauschquellen und die Formeln, die anzuwenden sind, um seine Wirkungen in Rechnung zu setzen, werden kurz behandelt.

Im zweiten Teil wird die nicht ganz der Wirklichkeit entsprechende Uebereinstimmung der gebräuchlichen Empfindlichkeitsmessmethoden erwiesen, und eine Methode, die bedeutungsvollere Ergebnisse gewährleisten kann, beschrieben. Es werden ferner Gesichtspunkte dargelegt, um die in die Messmethoden einzuführenden Modalitäten zu bestimmen, und der Empfindlichkeitsverlauf in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung und dem Signal-Rausch-Verhältnis wird erläutert und durch Messergebnisse bestätigt. Es wird auf eine Methode hingewiesen, womit man die Empfindlichkeitsmessergebnisse sammeln kann, um so eine Anzeige der gesamten Empfängerbetriebsfähigkeit bei den verschiedenen Frequenzen zu erhalten.

Im dritten Teil werden die Grenzen, die der Empfängersempfindlichkeit im gegenwärtigen technischen Zeitabschnitt gesetzt sind, und die Bedingungen, zur Erreichung dieser Grenzen bestimmt. Zuletzt werden die Ergebnisse einer experimentellen Untersuchung dargelegt, die die höchsten Empfindlichkeitswerte zu erreichen beabsichtigt, und mit den Ergebnissen, die durch die Theorie gewonnen sind, verglichen.

Die Brunesche Darstellung allgemeiner Zweipole, trotz ihrer grossen theoretischen Bedeutung, ist für die systematische Untersuchung von Zweipolen nicht gut geeignet. Besser geeignet für diesen Zweck ist ein rein reaktiver Vierpol, der in einen Wiederstand endet; nach Untersuchung einer solchen Schaltung hat man gefunden, dass dieselbe immer möglich ist. Eine Methode wird gegeben, um die Parameter des Vierpols vorzustellen, wenn $Z(p)$ vorgeschrieben ist. Ein beliebiger phasenverschiebender Vierpol kann immer zwischen Vierpol und Widerstand eingeschaltet werden, weil derselbe nicht den Scheinwiderstand an der Verbindung ändert. Ein numerisches Beispiel erklärt die Theorie.

Die neue Darstellung ist auch brauchbar für Untersuchungen über Weichen, für die Herstellung von Zweipolen mit besonderen Eigenschaften und für die Lösung anderer Fragen über Zweipole. Als Beispiel berechnet man den Imaginärteil einer Impedanz mit vorgeschriebenem Reellteil.



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis

VOL. IX - N. 12 (PUBBLICAZIONE MENSILE) DICEMBRE 1940-XIX

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

VOL. IX DICEMBRE 1940-XIX N. 12

ALTA FREQUENZA

RIVISTA
DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.
Redazione: Torino (116), Corso Massimo d'Azeglio, 42. *Amministrazione e Ufficio Pubblicità:* Milano (2/2), Via S. Paolo, 10. Conto corrente postale n. 3/1189.

È gradita la collaborazione dei lettori. Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. I manoscritti non si restituiscono.

ABBONAMENTO ANNUO . . . L. **50**
PER I SOCI A.E.I. O S.I.F. » **40**
UN NUMERO SEPARATO. . . » **6**

ANNATE ARRETRATE: I (1932), **L. 30**; II (1933), III (1934), IV (1935), V (1936), VI (1937), **L. 40** CIASCUNA; VII (1938), VIII (1939), **L. 50** CIASCUNA.

SOMMARIO

Al presente fascicolo sono allegati il frontespizio e gl'indici del volume IX (1940).

Vol. IX Dicembre 1940-XIX N. 12

ALTA FREQUENZA



Rivestimenti assorbenti del suono.

Con le classiche esperienze del Sabine, le quali dimostrarono l'influenza essenziale delle proprietà assorbenti delle pareti o degli oggetti contenuti in una sala sulle caratteristiche acustiche di essa, si avviò una serie ricchissima di indagini e di studi, oltre che di attuazioni pratiche, per la ricerca e la preparazione di quei materiali, che avessero spiccate attitudini ad assorbire le onde sonore. È noto che il Sabine eseguì le sue esperienze usando come elemento assorbente cuscini di varie dimensioni, alcuni dei quali sono tuttora conservati dall'Associazione Americana d'Acustica. Evidentemente la scelta dei cuscini gli fu suggerita dall'idea della comodità con la quale, variando il numero di essi, si poteva cambiare l'entità del loro effetto nella sala; d'altro canto il ricorrere ad un materiale soffice per assorbire il suono era anche il mezzo che la più comune esperienza suggeriva come efficace per l'acustica di un ambiente.

All'uso di stoffe o di rivestimenti imbottiti è seguito poi quello di materiali porosi, fatti non necessariamente di fibre tessili, ed anzi per lo più di fibre vegetali (legno, paglia, sughero) o addirittura di agglomerati fibrosi o granulosi di sostanze minerali, evidentemente più vantaggiosi, perchè più resistenti, ed altresì più raccomandabili dal punto di vista igienico e più agevolmente adattabili alle esigenze dell'architettura moderna. Si aggiunga che anche il costo non è stato estraneo a tale indirizzo.

Delle caratteristiche dei materiali porosi, quali assorbenti del suono, è inutile far ora cenno, poichè si è altra volta avuto occasione di indicarne gli elementi essenziali; basterà tuttavia ricordare che i materiali porosi hanno la caratteristica, in genere non desiderata, di presentare un coefficiente di assorbimento crescente con la frequenza e soprattutto,

almeno per gli spessori che è praticamente possibile adoperare nel rivestimento di una sala o di un teatro, un valore veramente troppo basso nella prima zona della gamma delle frequenze.

Non può quindi meravigliare, che si sia cercato di ottenere l'assorbimento del suono anche per altra via. Indirizzo molto attuale è quello dell'adoperare i sistemi risonanti, di cui tratta l'articolo che pubblichiamo dell'ingegnere GIGLI: costituiti essenzialmente da lastre di legno o di metallo, forate e poste a conveniente distanza dalla parete, in modo da attuare un sistema di risonatori. Pregio principale è di offrire all'architetto una superficie alla quale egli, a parte la presenza dei fori, può dare l'aspetto che più gli aggrada; ciò che invece gli è generalmente negato dall'uso dei materiali porosi. L'assorbimento che si ottiene con codesti sistemi è molto elevato, ma si limita ad una gamma di frequenza assai modesta, il che per il momento ne rende non ancora pratica l'utilizzazione.

L'uso dei materiali porosi per il rivestimento di sale e teatri ha di gran lunga preceduto il loro studio, che tuttavia, una volta iniziato, ha impresso una spinta potente al perfezionamento delle conoscenze sull'acustica dei grandi ambienti: è infatti nella ricerca delle cause delle notevoli anomalie riscontrate nella misura del coefficiente di assorbimento in laboratori diversi, e dalle divergenze fra i valori di laboratorio e quelli riscontrati col materiale in opera, che hanno avuto la prima origine le teorie sulle vibrazioni proprie dei volumi chiusi, dalle quali si sta sviluppando tutta una nuova forma di studio dell'acustica delle sale.

Per quanto riguarda invece i rivestimenti risonanti è da ritenere che si avrà un processo press'a poco inverso: lo studio di laboratorio precederà l'applicazione pratica, alla quale si giungerà verosimilmente soltanto quando si potranno fornire elementi sicuri.

Un esempio è offerto dal lavoro che compare in questo fascicolo, nel quale alla determinazione pura e semplice del valore del coefficiente di assorbimento si aggiunge la ricerca delle costanti caratteristiche del sistema risonante, mentre, anche numericamente, si pongono a confronto le previsioni teoriche con i risultati pratici. Apparisce già chiaro, fin da ora, che rivestimenti assorbenti per risonanza potranno venire calcolati con precisione non dissimile da quella che si riscontra per altre parti di un progetto d'ingegneria.

È da osservare che, per quanto i rivestimenti assorbenti per risonanza costituiscano nella forma nella quale vengono ora attuati una

novità, il principio non può dirsi nuovo: basta pensare alle anfore e agli orci che Vitruvio afferma si trovassero nei teatri greci e romani per produrre il rinforzo dei suoni. L'uso di codesti risonatori aveva allora uno scopo che si potrebbe dire inverso a quello dei risonatori moderni, ma il fine era pur sempre quello di influire sulla caratteristica acustica di una sala.

Studio di multivibratori.

Il multivibratore, ideato nel 1917 da Abraham e Bloch, sèguita ad essere frequentemente adoperato nella sua forma iniziale od in forme da essa derivate, in una molteplicità di applicazioni, tra le più importanti delle quali merita ricordare quelle nei circuiti di divisione della frequenza e negli apparecchi di televisione. In laboratorio esso è di grande utilità per la produzione di oscillazioni ricche di armoniche e per altri usi svariati; un suo importante pregio è quello di una facilissima attuazione, dovuta in particolare al fatto della mancanza di induttanze nel circuito.



Il collega VECCHIACCHI, che già in passato ha avuto occasione di apportare contributi a questo campo, dà ora con un nuovo scritto un'analisi semplice e chiara del meccanismo di funzionamento del multivibratore classico ed un'espressione sufficientemente approssimata della sua frequenza di oscillazione, che può in tal modo essere calcolata in base alla conoscenza dei parametri del circuito e di alcune costanti dei tubi elettronici, ricavabili per via statica. Ci auguriamo che la trattazione venga in sèguito estesa anche agli altri tipi di multivibratori oggi conosciuti.

Proporzionamento dei cavi coassiali.

Un articolo del dottore MALATESTA tratta delle condizioni di minima attenuazione nei cavi coassiali per alta frequenza. Agli studiosi dell'argomento, i quali ricordino, per esempio, l'esposizione classica e pur compiuta in forma semplice, che del medesimo problema ha saputo dare il Kaden, questo scritto non recherà l'apporto di cognizioni sostanzialmente nuove; nè la possibilità pratica dedotta, della sostituzione del rame del conduttore esterno con altri materiali, apparirà ai tecnici come inattesa.

Saranno tuttavia gradite alla maggior parte dei lettori la chiarezza dell'esposizione e l'eleganza della soluzione grafica che del problema del dimensionamento di un cavo, per condizioni di ottimo nei riguardi dell'attenuazione, l'autore è riuscito a mettere in luce. Ed inoltre ben appare inquadrarsi nel presente fervore di opere verso l'autarchia la possibilità del ritorno, nella costruzione dei cavi coassiali, ad una tecnica di risparmio del rame che, se pur non può essere veramente vantaggiosa per tutte le applicazioni di siffatti cavi, risulta in alcuni casi speciali consigliabile con tranquillità. Del che è testimone, oltre a quanto l'autore ha potuto verificare con l'esperimento, ciò che ditte costruttrici hanno già affermato circa la vasta applicazione di tipi di cavi con conduttore esterno di piombo.

Merita, in special modo per i costruttori, un particolare rilievo la constatazione sperimentale del valore ottimo del rapporto fra i diametri dei conduttori esterno ed interno: per conduttori esterni discontinui esso risulta notevolmente più alto del valore ottimo più comunemente noto, che si ricava dalla teoria per conduttori continui.

LA REDAZIONE.

ASSORBIMENTO DEL SUONO MEDIANTE SISTEMI RISONANTI

ANTONIO GIGLI

Si espone la teoria dell'assorbimento del suono per mezzo di sistemi di risonatori, ricavando gli elementi che permettono di prevedere la caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento, e di calcolarne il valore numerico. Le deduzioni teoriche vengono confrontate con i risultati di una serie di esperienze, effettuate con il metodo delle onde stazionarie in tubo.

1. - I rivestimenti assorbenti del suono, costituiti da materiali porosi, offrono un mezzo comodo e da tempo largamente usato per variare le condizioni acustiche di una sala o per ridurre il livello sonoro in prossimità di sorgenti di suoni intensi; il coefficiente di assorbimento di questi materiali varia in genere con la frequenza e cresce regolarmente con questa, passando da valori sempre assai modesti, anche se il materiale viene usato fino a costituire rivestimenti di spessore rilevante, fino a valori, alle più alte frequenze, anche con spessori modesti, assai elevati. Sono manifesti gli inconvenienti di carattere pratico di rivestimenti siffatti, con i quali è praticamente impossibile ottenere il desiderato assorbimento dei suoni di bassa frequenza, che ha invece un'importanza in genere preponderante per l'acustica di una sala.

Nella ricerca di materiali assorbenti più efficaci, hanno fermato l'attenzione i rivestimenti formati da piastre rigide forate, poste ad una conveniente distanza dalla parete. Si viene in tal guisa a formare un insieme di risonatori, con i quali si ha in corrispondenza di una frequenza (la frequenza di risonanza del sistema) ed in prossimità di questa, un assorbimento che facilmente può risultare anche uguale al 100 %; riesce in particolare facile ottenere questo risultato anche con frequenze molto basse. Naturalmente, per la natura stessa del fenomeno utilizzato, la caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento ha andamento nettamente selettivo, ciò che costituisce un inconveniente, ove non si provveda ad accoppiare un tale rivestimento ad uno del tipo usuale a porosità; è stato peraltro posto in luce che con strutture relativamente complicate è tuttavia possibile ottenere una caratteristica di frequenza quasi piana, pur raggiun-

gendosi un valore del coefficiente di assorbimento assai prossimo al suo massimo.

È da osservare che il disporre di rivestimenti di tipo selettivo può costituire un vantaggio per la riduzione del livello sonoro dei rumori, i quali hanno in generale uno spettro di frequenze discontinuo, con i gruppi di frequenze più importanti situati nella zona delle basse e medie frequenze.

La possibilità di assorbire le onde sonore per mezzo di risonatori è nota da molto tempo, ma è soltanto in questi ultimi anni, che si è guardato questo mezzo con l'intento preciso di attuare degli efficaci rivestimenti.

Wente e Beddel (1) riferiscono sommariamente i risultati di una misura su di una struttura multipla, senza dare precise spiegazioni. Wintergerst (2) segnala la possibilità di attuare rivestimenti con assorbimento totale e Zeller (3) riferisce i risultati conseguiti con un rivestimento a risonatori per il silenziamento di un condotto d'aria. A Rschevkin (4) risale il merito dell'impostazione di uno schema di teoria assai completo ed acuto, non suffragata tuttavia da conferme sperimentali. Negli scritti di Willms e Jordan (5), che hanno recentemente ripreso l'argomento, si trovano interessanti risultati sperimentali su alcuni casi tipici.

Appare utile dar notizia di una serie di risultati di misure recentemente effettuate, con lo scopo di raccogliere elementi coerenti ed atti a mettere in grado il tecnico di progettare con sufficiente sicurezza rivestimenti assorbenti del tipo a risonatore. Ci si limita in questa nota a trattare del rivestimento del tipo a risonatori semplici, senza cioè nè materiali porosi, nè elementi meccanici vibranti, sulle cui esperienze si riferirà in una nota successiva.

Schema di teoria.

2. - La teoria dell'assorbimento del suono per mezzo di sistemi costituiti da numerosi risonatori può essere stabilita in una forma che l'esperienza conferma abbastanza approssimata, fissando l'attenzione su di un sistema di cui due casi caratteristici elementari sono indicati in figura 1.

A stabilire facilmente le condizioni e le modalità di funzionamento giova molto tener presente l'analogia che sussiste fra i sistemi acustici del tipo indicato ed i circuiti elettrici, costituiti da elementi in serie.

(1) E. C. Wente e E. H. Beddel: Bell S. T. J., 1928, VII, p. 1.
(2) E. Wintergerst: Z. f. techn. Phys., 1935, XVI, p. 569.
(3) W. Zeller: A. Z., 1938, III, p. 32.
(4) S. N. Rschevkin: C. R. Acad. Sci. U. R. S. S., 1938, XVIII, p. 25.
(5) W. Willms: A. Z., 1939, IV, p. 29.
W. L. Jordan: A. Z., 1940, V, p. 77.

Si abbia dunque un risonatore del classico tipo di Helmholtz, costituito cioè da una boccia, di forma qualunque, avente un volume V, fornita di un collo di lunghezza l e sezione retta σ, con la bocca posta a raso di una parete investita da un sistema di onde piane e sinoidali (si supporrà per ora incidenza normale), aventi pulsazione ω.

L'impedenza meccanica (uguale al rapporto fra forza applicata e velocità del punto di applicazione della forza) del risonatore per sè stesso (supposto cioè di averlo allontanato dalla parete), risulta:

$$[1] \quad R\,\sigma + j\omega\,\varrho_0\,l\,\sigma - j\,\frac{\varrho_0 c^2 \sigma^2}{\omega\,V}$$

essendo ϱ_0 la densità dell'aria, c la velocità del suono, e R la resistenza meccanica per unità di superficie.

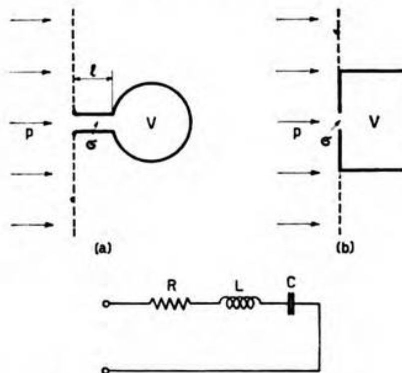


Fig. 1. — Risonatori semplici.

È immediata l'analogia con il risonatore elettrico del tipo in serie, indicato nella stessa figura 1, con ordinata corrispondenza della resistenza elettrica R alla resistenza meccanica R_σ (dovuta alla resistenza di attrito nel collo ed alla resistenza di radiazione della bocca), della induttanza L alla massa d'aria $\varrho_0\,l\,\sigma$ contenuta nel collo, e della capacità C del condensatore alla cedevolezza $V/(\varrho_0 c^2 \sigma^2)$ del volume d'aria contenuto nella boccia.

È ben noto, ma può tuttavia essere opportuno ricordare, che la lunghezza l da introdurre nella [1] non è la lunghezza effettiva del collo del risonatore, l_{eff}, ma una lunghezza equivalente, l_{equiv}, uguale alla lunghezza effettiva, accresciuta di una certa quantità dipendente dalle dimensioni della bocca in rapporto alla lunghezza d'onda del suono. In tal modo si tiene conto del fatto, che alla massa d'aria contenuta nel collo si deve aggiungere la massa d'aria in vibrazione, sita nelle immediate vicinanze dell'apertura e costituente, moltiplicata per la pulsazione ω, la componente reattiva connessa con la radiazione di onde sonore.

Il calcolo della frequenza propria di vibrazione delle canne a sezione circolare, di raggio a, aperte ad un estremo, posto in un grande schermo, mostra che la massa aggiuntiva per suoni aventi lunghezza d'onda assai maggiore del raggio a è uguale a $\frac{8\,a}{3\,\pi}\,\varrho_0\,\pi\,a^2$, prevedendo nella sezione terminale della canna una distribuzione di velocità uguale a quella che si ha su di un disco circolare posto in uno schermo; uno studio più accurato, svolto nel noto trattato del Rayleigh, mostra che, poichè la distribuzione delle velocità sulla sezione non è uniforme, la massa aggiuntiva deve essere ritenuta uguale a $0{,}82\;a\,\varrho_0\,\pi\,a^2$; nel caso dunque del risonatore, in cui si hanno due estremità libere (una verso l'esterno ed una verso la boccia), si può calcolare un allungamento uguale a $16\,a/(3\pi) = 1{,}70\,a$ oppure a $1{,}64\,a$.

Nel caso del risonatore senza collo (fig. 1*b*) il calcolo, sviluppato dal Rayleigh, per gli orifizi in parete sottile, indica che la massa aggiuntiva è $\frac{\pi}{2}\, a\, \varrho_0\, \pi\, a^2$, essendosi tenuto conto che la radiazione avviene dalle due parti; la lunghezza equivalente da introdurre nella [1] è quindi uguale a $(\pi/2)\, a$.

Concludendo, la lunghezza equivalente del collo del risonatore è da ritenersi compresa entro i seguenti limiti:

$$l_{equiv} \cong l_{eff} + 1{,}7\, a \cong l_{eff} + \frac{16\, a}{3\, \pi}$$

$$l_{equiv} \cong l_{eff} + 1{,}57\, a \cong l_{eff} \frac{\pi}{2}\, a\, .$$

Per semplicità, nelle figure come nelle formule si indicherà sempre la lunghezza del collo del risonatore con lo stesso simbolo l, ma si dovrà intendere che, sia nelle formule, sia nei calcoli, deve essere posta una lunghezza equivalente appropriata.

È infine utile ricordare che nei trattati classici di acustica, non meno che in molti libri più moderni, viene generalmente introdotta la cosidetta « conduttanza » K di un'apertura di area σ, per valutare la massa aggiuntiva che, in funzione della conduttanza K, viene posta uguale a $\frac{\varrho_0\, \sigma^2}{K}$, dove K è uguale a $2\, a$. Questa espressione è giusto equivalente a quella indicata poc'anzi: si ha infatti, poichè $\sigma = \pi\, a^2$:

$$\frac{\varrho_0\, \sigma^2}{K} = \frac{\varrho_0\, \pi^2\, a^4}{2\, a} = \frac{\pi}{2}\, a\, \varrho_0\, \pi\, a^2$$

uguale appunto alla massa aggiuntiva, come si era detto. Analogamente per la massa contenuta nel collo si usa scrivere $\frac{\varrho_0 \sigma^2}{K}$, definendo così una conduttanza del condotto aperto con la relazione $K = \frac{\sigma}{l}$: è facile verificare che l'espressione precedente è uguale a quella utilizzata nella [1].

L'introduzione della conduttanza è forse stata utile ed è tuttora utile in qualche caso particolare, ma è in genere in contrasto formale con il più moderno inquadramento, basato sull'analogia elettrica. Il termine conduttanza richiamerebbe infatti un parametro di tipo dissipativo, mentre qui si definisce un parametro reattivo; essa appare quindi artificiale e si è pertanto ritenuto opportuno non utilizzarla nel presente scritto, nel corso del quale si desidera utilizzare senz'altro le cognizioni già note per i circuiti elettrici risonanti.

La frequenza di risonanza è, nell'ipotesi di resistenza R trascurabile, definita dall'annullarsi della componente reattiva dell'impedenza. Nel caso del risonatore con collo, si ha:

$$f = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\frac{\pi\, a^2}{V\, (l + 1{,}7\, a)}}\, ; \qquad [2]$$

nel caso del risonatore senza collo:

$$f = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\frac{\pi\, a^2}{V\, \frac{\pi}{2}\, a}}\, . \qquad [3]$$

Se la resistenza R, come accade nei casi che ora interessano, non è tanto piccola rispetto alla componente reattiva, la frequenza di risonanza risulta alquanto minore (come si verifica anche sperimentalmente); di R, dei suoi possibili valori numerici e dell'effetto sulla frequenza di risonanza, si tratterà nel § 4.

L'impedenza per unità di superficie di bocca del risonatore, è data dalla [1]:

$$\left(R\sigma + j\omega\varrho_0 l\sigma - j\,\frac{\varrho_0 c^2\sigma^2}{\omega\,V}\right)\frac{1}{\sigma}\,.$$

In linea generale la valutazione dell'impedenza offerta da una parete di superficie S, nella quale si affacciano le bocche di parecchi risonatori, può dar luogo a dubbi ed incertezze, per la difficoltà che si incontra nel valutare la superficie dell'onda che interessa ciascun risonatore. Se per altro le bocche dei risonatori sono uniformemente distribuite sulla superficie S, e non sono nè troppo vicine fra di loro, sì da potersi influenzare vicendevolmente, nè troppo lontane, è lecito ritenere che ad ogni risonatore competa una superficie di fronte d'onda uguale a S/n, dove n è il numero dei risonatori.

L'impedenza, misurata per l'onda libera ([6]), risulta quindi:

[4] $$Z = \frac{S}{n\sigma}\left(R\sigma + j\omega\varrho_0 l\sigma - j\,\frac{\varrho_0 c^2\sigma^2}{\omega V}\right)\frac{1}{\sigma} = R' + jX'\,.$$

Per definizione il coefficiente di riflessione è:

$$r = \frac{Z - \varrho_0 c}{Z + \varrho_0 c}\,;$$

esso si annulla allorquando siano verificate contemporaneamente le due condizioni:

[5] $$R' - \varrho_0 c = 0$$

[6] $$X' = 0\,.$$

La [5] definisce il valore di R e la [6] la frequenza di risonanza.

Il coefficiente di assorbimento a è, per definizione, uguale a $1 - |r|^2$; posto $a = \dfrac{R'}{\varrho_0 c}$ e $\delta = \dfrac{X'}{\varrho_0 c}$ si ha dalla [4]:

([6]) L'impedenza dell'onda deve essere misurata ad una certa distanza dalla bocca del risonatore, dove si possa ritenere che l'onda diretta e quella riflessa siano piane. Detta Z l'impedenza totale, Z_r quella del risonatore e Z_p quella della parete non perforata si ha:

$$\frac{1}{Z} = \frac{n\sigma}{S}\,\frac{1}{Z_r} + \frac{S - n\sigma}{S}\,\frac{1}{Z_p}\,;$$

poichè la parete è supposta rigida, e la sua impedenza è quindi infinita, ne segue l'espressione [4].

[7] $$a = 1 - |r|^2 = \frac{4\alpha}{(\alpha + 1)^2 + \delta^2}.$$

La [7] può essere posta nella forma:

$$\left(\alpha - \frac{2-a}{a}\right)^2 + \delta^2 = \left(\frac{2\sqrt{1-a}}{a}\right)^2,$$

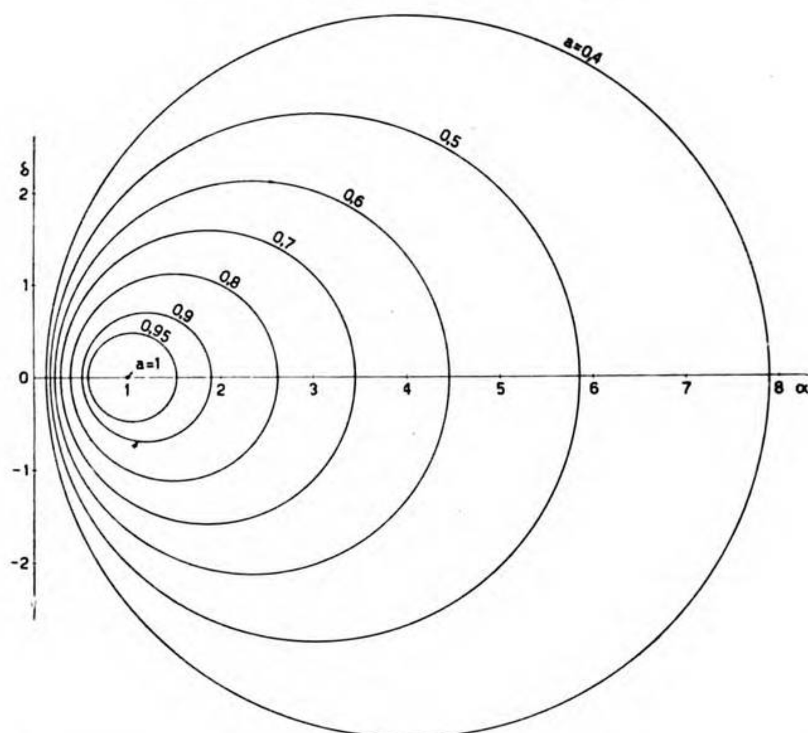


Fig. 2. — Diagramma dell'equazione $a = \frac{4\alpha}{(\alpha + 1)^2 + \delta^2}$ in funzione di α e δ.

che è l'equazione di un cerchio riferito agli assi α e δ; il centro del cerchio è posto sull'asse α nel punto $\alpha = \frac{2-a}{a}$ ed il suo raggio è $a_0 = \frac{2\sqrt{1-a}}{2}$.

Affinchè il coefficiente di assorbimento sia superiore ad un certo valore a^*, i valori di α e δ debbono essere interni al cerchio di raggio a^*_0.
Nella figura 2 sono tracciati i vari cerchi riferiti agli assi α e δ, per diversi valori di a, da 0,95 a 0,4.

Senza che il coefficiente di assorbimento scenda al di sotto di un certo valore a^* preassegnato, R può variare entro limiti tanto più ampi quanto più a^* è piccolo. Poichè uno stesso a^* può essere ottenuto con due diversi valori di α, può aversi $\frac{R}{n\sigma} < \frac{\varrho_0 c}{S}$ oppure $\frac{R}{n\sigma} > \frac{\varrho_0 c}{S}$. Alla prima condizione fa riscontro un diagramma a risonanza più acuta che non nel caso in cui valga la seconda disuguaglianza.

La variazione della componente reattiva δ in rapporto a quella resistiva, sempre rimanendo il coefficiente di assorbimento maggiore di un certo valore a^*, è definita dalla relazione $\frac{\delta}{\alpha} \geqslant \frac{2\sqrt{1-a}}{a}$, che è tanto più impegnativa quanto più a^* è elevato.

3. - Rinunziando un po' alla generalità fino ad ora osservata, è utile considerare, dato l'interesse pratico, il dispositivo costituito da una lastra spessa, rigida (di legno o di metallo) forata e posta a conveniente distanza dalla parete (fig. 3). I fori della piastra con lo spessore d'aria retrostante vengono a formare una serie di risonatori. Se la distanza fra i fori è grande in paragone al loro diametro, i risonatori non si influenzano vicendevolmente ed il volume di ciascun risonatore si può ritenere uguale a quello totale diviso per il numero dei fori.

Se quindi n sono i fori sulla superficie S si ha, con le notazioni della figura, $n\Sigma = S$, mentre il rapporto $\frac{S}{n\sigma}$ della [4] diviene $\frac{n\Sigma}{n\sigma} = \frac{\Sigma}{\sigma} = \varepsilon$, ed il volume di ciascun risonatore risulta $V = d\Sigma$ (7); la [4] si trasforma così nella:

(7) In questo caso si può ritenere che il volume del risonatore sia costituito da un tubo avente sezione Σ e lunghezza d, chiuso ad un estremo, mentre all'altro estremo l'aria in vibrazione nel condotto si comporta come se vi fosse un pistone di area σ. L'impedenza meccanica sul pistone (analoga a quella che si ha per una linea elettrica chiusa ad un estremo) è:

$$Z = \varrho_0 c \frac{\sigma^2}{\Sigma} \operatorname{ctg} jkd\,, \quad \text{con } k = \frac{\omega}{c}\,.$$

Se la lunghezza d'onda è grande in paragone alla lunghezza d del tubo, si ha $kd \ll 1$, e quindi $\operatorname{ctg} kd \simeq 1/kd$, da cui:

$$Z \cong -j\varrho_0 c \frac{\sigma^2}{\Sigma} \frac{c}{\omega d} = -j\varrho_0 c^2 \frac{\sigma^2}{\omega V}\,.$$

Si dimostra così in maniera evidente quali siano le limitazioni insite nella formula utilizzata finora per la previsione della cedevolezza del risonatore, che è notoriamente deducibile in modo elementare senza fare ipotesi sulla forma del risonatore.

[8] $$Z = \varepsilon R + j\varepsilon\omega\varrho_0 l - j\,\frac{\varrho_0 c^2}{\omega d}\,.$$

Il termine $1/\varepsilon = \sigma/\Sigma$ rappresenta il « fattore di perforazione », mentre il suo inverso può essere interpretato come un « fattore di trasformazione » delle velocità; nella [8] è infatti associato ai termini resistivo ed inerziale.

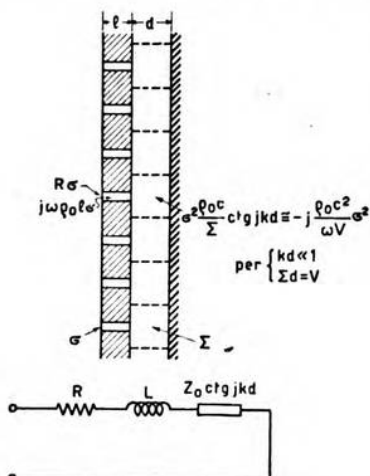


Fig. 3. — Rivestimento assorbente a risonatori semplici.

Le caratteristiche particolari in più di quelle generali già viste, del dispositivo a risonatori descritto, possono venire agevolmente esposte ricavando l'espressione del coefficiente di assorbimento in funzione di alcune grandezze non dimensionali, così definite:

[9] $$a = \frac{\varepsilon R}{\varrho_0 c}\,,$$

$$\beta = \frac{1}{\varrho_0 c}\sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\varepsilon l}{d}}\,,$$

$$\gamma = \omega\sqrt{LC} = \frac{\omega}{c}\sqrt{\varepsilon l d}$$

[si vede subito che risulta $\delta = \beta\left(\gamma - \frac{1}{\gamma}\right)$].

Con le ipotesi fatte, si è identificato un fattore puramente geometrico, quale il rapporto fra la superficie totale S e la superficie totale dei fori $n\sigma$, con due fattori aventi un carattere fisico, poichè uno esprime la porzione di superficie d'onda che interessa ciascun risonatore (soggetta a variare, ad esempio con la frequenza, o con il valore assoluto di σ) e l'altro la porzione del volume che interessa ciascun risonatore.

Quindi, in linea generale, indicando con ε il rapporto $S/(n\sigma)$ (fattore geometrico) si ha dalla [4]:

$$Z = \varepsilon R + j\omega\varrho_0 l\varepsilon - j\,\frac{\varrho_0 c^2}{\omega d}\,\varepsilon\,\frac{\sigma}{\Sigma}\,.$$

Perciò le espressioni equivalenti alle [9] divengono:

$$\beta = \sqrt{\varepsilon^2\,\frac{l}{d}\,\frac{\sigma}{\Sigma}} \quad \text{e} \quad \gamma = \frac{\omega}{c}\sqrt{ld\,\frac{\Sigma}{\sigma}}\,,$$

e con esse si identificano la [8] e le [9] allorquando si pone $\Sigma = \dfrac{S}{n}$.

L'esperienza mostra (vedi in particolare i risultati del I esperimento) che al variare del numero dei risonatori, fermo restando S, la frequenza di risonanza varia proporzionalmente, restando così confermato che il volume totale si ripartisce in misura sensibilmente uguale fra i vari risonatori come si era supposto, in modo tale da rendere giustificata la posizione $\Sigma = S/n$.

L'esperienza mostra anche (vedi in particolare il VI e VIII esperimento, che non è invece sempre possibile identificare il fattore geometrico $\frac{S}{n\sigma}$ con il fattore esprimente la superficie d'onda di ciascun

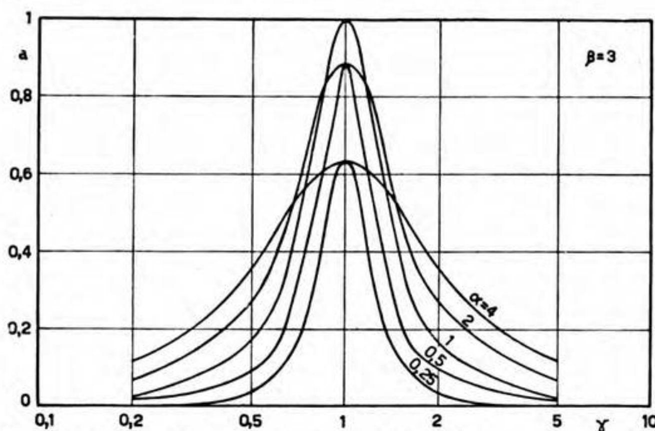


Fig. 4. — Caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento per smorzamento costante e resistenza variabile.

risonatore. Infatti il valore di β non è costante, ma varia in senso decrescente quanto più ci si allontana dalla frequenza di risonanza; sembra così legittimo ritenere che la porzione d'onda interessata sia tanto maggiore quanto maggiore è la velocità nel collo del risonatore, cioè che la zona perturbata cresca con l'aumentare della velocità.

Le ipotesi che hanno condotto alla [8] ed alle [9] sono quindi valide soltanto in prima approssimazione, ma risultano, perchè fortemente semplificative, quanto mai utili per una visione d'insieme del fenomeno.

La [8] diviene, mediante le [9]:

$$\frac{Z}{\varrho_0 c} = \alpha + j\beta\left(\gamma - \frac{1}{\gamma}\right),$$

e quindi per la [7] l'espressione del coefficiente di assorbimento risulta:

$$a = \frac{4\alpha}{(\alpha + 1)^2 + \beta^2\left(\gamma - \frac{1}{\gamma}\right)} . \qquad [10]$$

Valgono per la [10] le conclusioni alle quali si è giunti discutendo la [7]; a maggior chiarimento, anche per i vantaggi che se ne possono

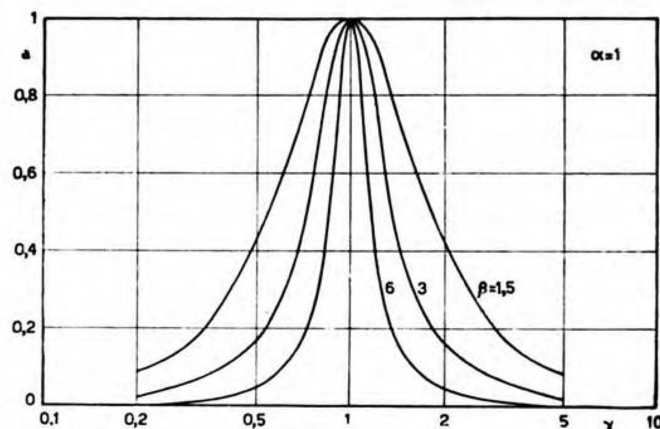


Fig. 5. — Caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento per smorzamento variabile e resistenza costante.

trarre per una facile interpretazione dei casi sperimentali, si sono tracciati nelle figure 4 e 5 i diagrammi di a in funzione di γ, rispettivamente per β costante ed α costante.

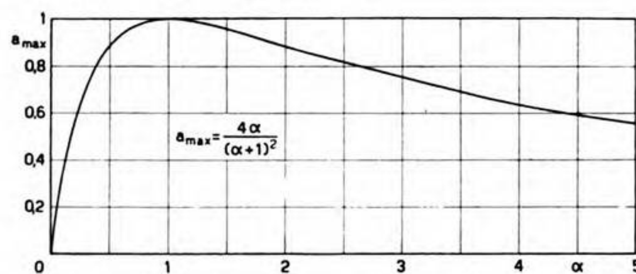


Fig. 6. — Grafico di a_{max} in funzione di α.

Assorbimento completo (uguale al 100 %) si ha allorquando risulta $\frac{R}{\sigma} = \frac{\varrho_0 c}{\Sigma}$; per valori diversi di R in rapporto a $\varrho_0 c$, tenuto conto del rapporto delle sezioni, il valore massimo alla risonanza, a_{max}, è calcolabile con la relazione:

$$a_{max} = \frac{4\alpha}{(\alpha + 1)^2} , \qquad [11]$$

che permette, determinato sperimentalmente a_{max} di ricavarne R;

(la [11] fornisce due valori di R, ma considerazioni accessorie permettono in genere di scegliere il valore appropriato). Nella figura 6 è tracciato il grafico che rende questa determinazione più spedita.

A pari valore di α la caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento (fig. 5) risulta tanto più piatta quanto più β è piccolo. Per $\omega = \frac{\omega_{ris}}{\sqrt{2}}$ risulta:

[12] $$a_{(\sqrt{2})} = \frac{4\alpha}{(\alpha + 1)^2 + \frac{1}{2}\beta^2},$$

la quale offre una possibile facile determinazione sperimentale di β.

Da una delle [9] deriva:

$$\beta = \sqrt{\frac{\varepsilon l}{d}} = \sqrt{\frac{S}{n\sigma}}\sqrt{\frac{l}{d}},$$

essendo $n\Sigma = S$. Si vede adunque come, affinchè β sia piccolo, occorra che, a pari area S, si abbiano molti fori di diametro piuttosto grande, che sia d grande ed il collo del risonatore corto (l piccolo), cioè occorra una piastra forata di piccolo spessore posta lontana dalla parete.

Poichè la frequenza di risonanza ($\gamma = 1$) è determinata (almeno in prima approssimazione) dalla relazione:

[13] $$f = \frac{c}{2\pi}\frac{1}{\sqrt{\varepsilon l d}} = \frac{c}{2\pi}\frac{\sqrt{n\sigma}}{\sqrt{S}}\frac{1}{\sqrt{ld}},$$

le suindicate condizioni di ottimo per β obbligano ad un compromesso. Infatti, mentre è senz'altro opportuno fare d grande (con le sole limitazioni imposte da ragioni pratiche specifiche), non si possono ridurre nè l, nè ε oltre certi limiti, sia per non ridurre la resistenza R e quindi il valor massimo dell'assorbimento, sia per non obbligare ad un ulteriore aumento di d al fine di mantenere la frequenza di risonanza al valore prefissato.

In genere, scelte le dimensioni più opportune in base al valore della frequenza di risonanza, che si può considerare un dato di partenza non dipendente dal progettista del rivestimento, avendo di mira la scelta del valore maggiore possibile di d, il valore di β è una inevitabile conseguenza. Si può senz'altro precisare che, finchè ci si limita a considerare rivestimenti del tipo semplice, come fino ad ora si è fatto, il valore di β risulta assai elevato e quindi la caratteristica di frequenza è relativamente molto selettiva, ciò che per altro può essere a seconda dei casi un vantaggio od uno svantaggio.

4. - Dei tre parametri caratteristici del risonatore α, β e γ (equivalenti al termine resistivo, ed ai due di reattanza inerziale e di

reattanza elastica), i due ultimi sono facilmente valutabili; essi dipendono essenzialmente dalle dimensioni geometriche del risonatore (anche la lunghezza equivalente, di cui si è già detto, non può variare entro limiti molto ampi e non può quindi essere causa di dubbi notevoli).

Origine di gravi incertezze è invece il valore numerico da attribuire ad R, poichè possono farsi ipotesi diverse.

La dissipazione di energia può essere dovuta sia all'attrito contro le pareti dei fori, sia alla radiazione di onde sonore, sia ad entrambe le cause contemporaneamente. Nei risonatori di Helmholtz la dissipazione per radiazione ha in genere importanza prevalente, poichè si tratta di risonatori aventi collo relativamente corto, di grande sezione e comunque a pareti lisce. Si può considerare il collo del risonatore come una canna aperta ai due estremi e quindi ammettere che la resistenza di radiazione a ciascun estremo sia uguale a quella di un pistone posto in un grande schermo o a quella di una semisfera pulsante. Allorchè la lunghezza d'onda del suono è grande in paragone alle dimensioni del radiatore, la resistenza di radiazione è data dalla formula $\varrho_0 \frac{S^2 \omega^2}{2\pi c}$, dove S è la superficie del radiatore. Per l'attrito entro il collo, possono valere le formule applicabili per la propagazione entro tubi larghi (sono detti tubi larghi quelli per i quali è $1 < ka < 10$, con $k = \frac{\omega}{c}$ ed a raggio del tubo); si ha ([8]) $R = \frac{1}{a}\sqrt{2\varrho_0 \mu \omega}$, dove μ è il coefficiente di viscosità dell'aria.

È probabile che le due cause di dissipazione di energia siano presenti contemporaneamente, e che quindi la R risultante debba crescere con la frequenza con una legge più complessa di quelle semplici indicate.

I risultati sperimentali, sia per quanto riguarda il valore massimo del coefficiente di assorbimento, sia per quanto concerne il valore della frequenza propria misurata in paragone a quella calcolata con la [2] e la [3] conducono a valori numerici di R nettamente maggiori di quelli deducibili con le formule suddette, che sono quindi da ritenere inapplicabili in pratica.

Le attuali conoscenze sperimentali sull'argomento sono nel complesso assai scarse. In linea teorica la misura del coefficiente di assorbimento permette mediante la [11] di ricavare il valore di R, ma la precisione con la quale è possibile effettuare la misura rende difficile ottenere valori di R che siano molto più di una indicazione dell'ordine di grandezza.

Determinazioni sperimentali.

5. - Tutte le determinazioni sperimentali sono state effettuate con il metodo delle onde stazionarie in tubo. Si determina così il coefficiente di riflessione (e quindi il coefficiente di assorbimento) soltanto per incidenza normale, ma per il genere di rivestimenti con

([8]) I. B. CRANDALL: Vibrating systems and sound - MacMillan, London, 1926, p. 229.

assorbimento per risonanza, una tale determinazione risulta sufficiente. Il metodo è ben noto; si ricorda che il dispositivo consiste in un tubo di Kundt, ad un estremo del quale si trova un generatore di suoni, mentre l'altro estremo è chiuso dall'impedenza incognita; dalla conoscenza dei massimi e minimi della pressione misurata per mezzo di un microfono, si risale alla conoscenza del coefficiente di riflessione mediante la formula:

$$r = \frac{p_{\max} - p_{\min}}{p_{\max} + p_{\min}},$$

e quindi alla conoscenza del coefficiente di assorbimento con la relazione:

$$a = 1 - r^2 = \frac{4\, p_{\max}\, p_{\min}}{(p_{\max} + p_{\min})^2}.$$

L'apparecchiatura con la quale si è operato è costituita da un tubo, avente un diametro interno di 25 cm, lungo 320 cm; ad un estremo si trova, entro apposito cubicolo in muratura, un altoparlante elettrodinamico, mentre l'altro estremo viene chiuso con una piastra metallica dello spessore di 1,5 cm, sulla quale è opportunamente fissato il dispositivo in prova. Il microfono, posto su di un carrello scorrevole su apposita guida all'interno del tubo, si viene a trovare esattamente sull'asse del tubo.

L'altoparlante è alimentato, tramite un amplificatore di potenza, da un oscillatore a battimenti avente per sè stesso una grande stabilità di frequenza: in più durante le esperienze la frequenza è costantemente misurata con un frequenziometro elettronico e verificata per confronto con la nota campione a 1000 Hz, ricavata da un orologio a quarzo. Date le provvidenze usate si ritiene che la misura della frequenza venga, in genere, effettuata con la precisione di circa 1 Hz, tenuto conto che la frequenza del generatore può essere finemente variata di hertz in hertz.

Il microfono fa capo, mediante un cavo schermato flessibile, ad un amplificatore seguito da un voltmetro elettronico, sul quale vengono così direttamente letti i valori massimi e minimi della pressione, allorchè si operi rimanendo nel tratto lineare della caratteristica dell'amplificatore. Oltre questo procedimento, che è quello normalmente seguito per la sua grande speditezza, si è adottata anche la procedura seguente: l'amplificatore microfonico è seguito da un potenziometro e quindi da un altro amplificatore e dal voltmetro finale: il cursore del potenziometro viene allora spostato in tal guisa da leggere sullo strumento finale la stessa deviazione, sia nei massimi, sia nei minimi di pressione, ricavando dalle due posizioni del cursore il valore del rapporto $p_{\min}/p_{\max}$. Questo modo di procedere è di per sè assai più preciso dell'altro, ma poichè la misura è soggetta ad altre cause di imprecisione, non vale in

2

genere la pena di servirsene dato anche che è molto laborioso. Giova ricorrere ad esso soltanto per qualche punto particolarmente interessante.

Delle altre peculiarità dell'apparecchiatura, soprattutto per quanto concerne l'eliminazione della trasmissione di vibrazioni dall'altoparlante al microfono attraverso il tubo, e l'attenuazione (assai piccola) introdotta dall'attrito sulle pareti, si tratterà più minutamente altra volta.

Tutte le determinazioni di cui si dà notizia sono state effettuate utilizzando lastre di legno compensato, sia per la parete forata, sia per ottenerne l'opportuno distanziamento dalla parete metallica. È stato così possibile effettuare comodamente un numero relativamente elevato di misure con spessori diversi, sia della lastra, sia del distanziamento.

Le misure sono state raggruppate nel modo che si presenta come il più coerente per far risaltare gli elementi comuni o quelli dissimili e la stessa misura appare perciò in più di un gruppo.

I primi otto esperimenti sono stati effettuati lasciando invariato il diametro dei fori, variandone il volta in volta il numero, oppure cambiando lo spessore della piastra forata od il suo distanziamento dalla parete; il nono esperimento raccoglie invece le misure effettuate variando anche il diametro dei fori, mentre nel decimo ne è stata variata la forma.

Una preventiva verifica ha permesso di constatare che l'assorbimento per porosità della lastra di legno, sulla quale si sono praticati i fori, rimane per tutta la gamma di frequenze, entro le quali si è sperimentato, inferiore a 0,1.

I esperimento. — Lunghezza (effettiva) del collo $l = 2,1$ cm; distanza della piastra forata dalla parete $d = 1$ cm; fori, disposti come in figura, circolari con raggio $a = 0,6$ cm.

Nella figura 7 sono raccolti i risultati di cinque misure effettuate con un numero di fori via via diverso; nella tabella I sono posti a confronto i valori misurati della frequenza di risonanza, f_m, e quelli calcolati, f_c, me-

Tabella I.

Misura	Frequenza di risonanza in hertz		δ	R_σ
	f_m	f_c		
7 fori	370	395	138	1,15
4 fori	280	300	108	0,90
3 fori	240	258	95	0,80
2 fori	192	212	90	0,75
1 foro. . . .	138	149	56	0,45

diante la [2]; il calcolo è stato effettuato supponendo che il volume relativo a ciascun risonatore fosse uguale al volume totale diviso per il numero dei fori. La concordanza è nel complesso molto buona, e l'ipotesi fatta si può ritenere esatta (si vedrà che questa conclusione non è mai smentita); il valore misurato è sempre minore di quello calcolato, ciò che può ben attri-

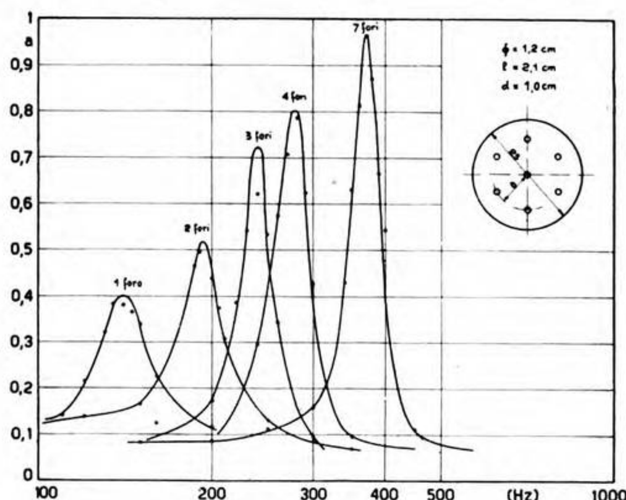


Fig. 7. — Esperimento I. Caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento in funzione del coefficiente di perforazione.
Le quote sono indicate nel disegno in centimetri.

buirsi all'approssimazione della formula [2], la quale trascura l'influenza del termine resistivo. Nella quarta colonna sono indicati i valori di δ, uguale alla radice quadrata della differenza fra i quadrati del valore misurato e di quello calcolato; se ne è potuto ricavare il valore della resistenza R relativa ad 1 foro.

Nella tabella II sono indicati i valori di a_{max}, i corrispondenti valori di α, calcolati mediante la [11] o con il grafico relativo, e nella quarta e quinta colonna rispettivamente i valori di R [resistenza per unità di super-

Tabella II.

Misura	a_{max}	α	S/n	R	R_σ	β_c	β_m
7 fori. . .	0,96	1,50	62	1,00	1,15	11,40	14,30
4 fori. . .	0,80	2,60	109	1,00	1,15	15,10	15,40
3 fori. . .	0,74	3,10	144	0,90	1,00	19,80	19,80
2 fori. . .	0,51	5,50	217	1,05	1,20	21,45	20,20
1 foro . .	0,40	8,00	435	0,75	0,85	30,00	25,60

ficie di foro; espressa in g/(cm² · s)] calcolati mediante una delle [9] ed i valori corrispondenti di R_σ ($R_\sigma = R \cdot \sigma$; espressa in g/s).

I valori di R_σ sono stati calcolati facendo l'ipotesi che la porzione di onda incidente relativa a ciascun risonatore fosse uguale a quella totale divisa per il numero dei risonatori. Questa ipotesi (sulla quale si è già avuto occasione di fare delle riserve), deve ritenersi legittima, quando vi sono parecchi fori, dato il buon accordo fra i valori di R_σ calcolati con questa via e quelli dedotti attraverso δ, mentre è meno esatta quando vi sono pochi fori.

Nelle ultime due colonne sono indicati i valori di β calcolati, β_c, mediante una delle [9] nell'ipotesi che la porzione d'onda di ciascun risonatore risultasse uguale alla superficie totale divisa per il numero dei risonatori, ed i valori di β misurati, β_m, (per $\gamma = 0{,}8$); detti valori sono in buon accordo, salvo anche qui per il caso di 2 fori od 1 foro, ciò che conferma la riserva fatta poc'anzi.

Si osserva in linea generale che i valori di β sono relativamente elevati, in corrispondenza ai diagrammi del coefficiente di assorbimento che risultano molto selettivi.

II esperimento. — Lunghezza del collo $l = 2{,}1$ cm; distanza della piastra forata dalla parete $d = 2$ cm, il volume essendo costituito da due porzioni cilindriche, ciascuna di spessore di 1 cm ed aventi una sezione retta uguale ad S, ed una ad $1{,}20\,S$; fori disposti come nel I esperimento.

Dai risultati si traggono conclusioni che confermano quelle del I esperimento, pur verificando che la forma del volume d'aria fra piastra e parete non ha importanza, come deve essere per la validità della teoria esposta.

III esperimento. — Lunghezza del collo l e distanza d variabili; 1 foro solo al centro, con $a = 0{,}6$ cm.

I valori della frequenza di risonanza misurati (tabella III) sono sempre minori di quelli calcolati. Non vi è concordanza fra i valori di R_σ calcolati da δ e quelli dedotti da a_{max}; per le ragioni indicate discutendo l'esperimento I debbono ritenersi meno esatti quelli dedotti da a_{max}.

Variazioni di l e d non hanno praticamente influenza su a_{max}. Il confronto

Tabella III.

Misura	f_m	f_c	δ	R_σ	a_{max}	R_σ
1 { $l = 2{,}1$ cm, $d = 1$ cm }	138	149	56	0,45	0,40	0,85
2 { $l = 4{,}2$ cm, $d = 1$ cm }	105	115	47	0,65	0,42	0,80
3 { $l = 4{,}2$ cm, $d = 2$ cm }	79	81	13	0,20	0,40	0,85
4 { $l = 2{,}1$ cm, $d = 2$ cm }	104	107,5	23	0,20	0,44	0,75

degli esempi n. 2 e n. 4 (fig. 8), laddove la frequenza di risonanza è praticamente la stessa, mostra che il diagramma relativo al n. 4 è molto meno acuto di quello relativo al n. 2; infatti il corrispondente valore di $\sqrt{l/d}$, da

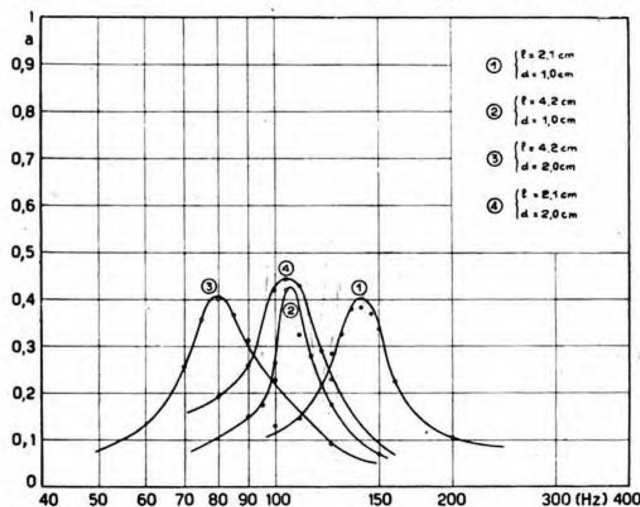


Fig. 8. — Esperimento III. Caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento nel caso di un solo risonatore, con l e d variabili.

cui dipende β è nel caso del n. 4 minore di quello relativo al caso n. 2. Si conferma così la dipendenza di β da l e da d.

IV esperimento. — Lunghezza del collo l e distanza d variabili; 7 fori, con $a = 0{,}6$, come per il I esperimento.

Tabella IV.

Misura	f_m	f_c	δ	R_σ	a_{max}	R_σ
1 { $l = 2{,}1$ cm; $d = 1$ cm }	370	393	138	1,15	0,96	1,15
2 { $l = 4{,}2$ cm; $d = 1$ cm }	295	303	78	1,10	0,94	1,30
3 { $l = 4{,}2$ cm; $d = 2$ cm }	207	212	46	0,65	0,97	0,60
4 { $l = 2{,}1$ cm; $d = 2$ cm }	270	280	75	0,65	0,99	0,70

Nella tabella IV sono posti a confronto i valori misurati (fig. 9) e quelli calcolati della frequenza di risonanza nonchè i valori di R_σ dedotti al solito per le due vie. La concordanza fra i valori di R_σ è buona, confermando

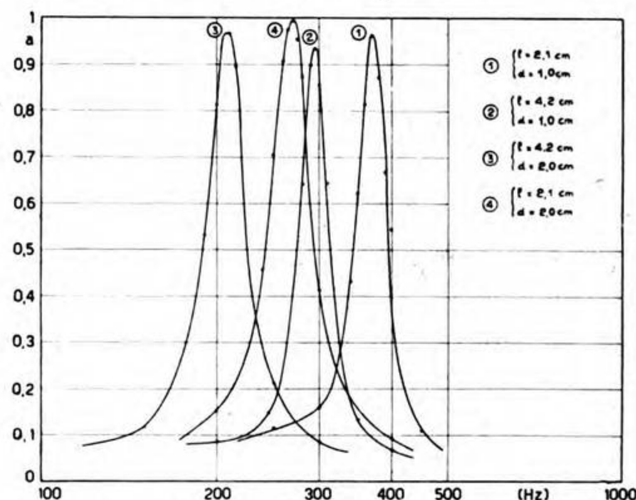


Fig. 9. — Esperimento IV. Caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento nel caso di 7 risonatori, con l e d variabili.

l'esattezza dell'ipotesi fatta sul modo di ripartirsi dell'onda incidente fra i vari risonatori. Scarsa, come nell'esempio precedente, l'influenza di l e d sul valore massimo del coefficiente di assorbimento, mentre notevole anche qui l'effetto su β.

V esperimento. — Lunghezza del collo $l = 2{,}1$ cm; distanza d uguale a 2,1 cm e 4,2 cm; 13 fori, con $a = 0{,}6$ cm.

Tabella V.

Misura	f_m	f_r	R_1	a_{max}	R_σ
$l = 2{,}1$ cm, $d = 1{,}0$ cm	412	534	2,9	0,98	1,9
$l = 2{,}1$ cm, $d = 2{,}0$ cm	350	377	1,2	0,99	1,7

Poca concordanza fra i valori misurati e quelli calcolati della frequenza di risonanza (tabella V), poichè i vari risonatori si influenzano vicendevolmente; analogamente, discrepanza fra i valori di R_σ.

VI esperimento. — Lunghezza del collo costante $l = 2,1$ cm, distanza d variabile; 7 fori, come nel I esperimento, con $a = 0,6$ cm.

I risultati sono raccolti nella figura 10, mentre la tabella VI mette a confronto i valori della frequenza di risonanza misurati e calcolati, nonchè i valori di R_σ: la concordanza è in genere soddisfacente. Il divario è soltanto

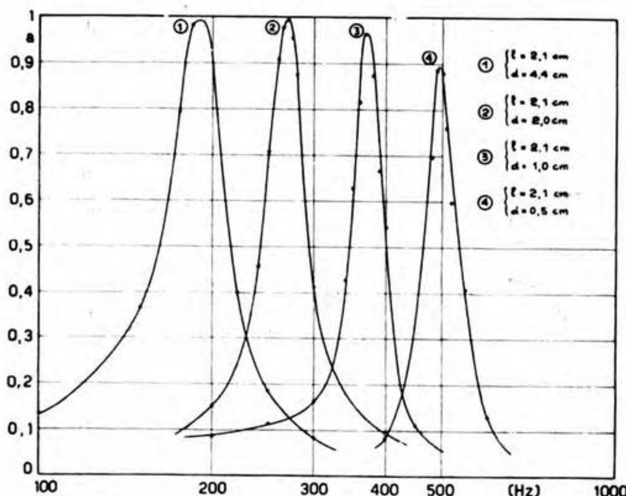


Fig. 10. — Esperimento VI. Caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento (sistema con 7 risonatori) al variare della distanza fra piastra forata e parete.

notevole nel caso n. 4; data la generale buona concordanza fra i valori di R_σ dedotti per le due vie si deve ritenere che la discordanza dipenda dalla forte differenza fra f_m ed f_c, che è da attribuire non più soltanto all'influenza del termine resistivo trascurato nel derivare la formula [2] usata

Tabella VI.

Misura	f_m	f_c	δ	R_σ	a_{max}	R_σ
1 $d = 4,4$ cm	190	194	39	0,35	0,98	0,60
2 $d = 2$ cm	270	280	75	0,65	0,99	0,70
3 $d = 1$ cm	370	395	138	1,15	0,96	1,15
4 $d = 0,5$ cm	495	561	262	2,20	0,89	1,50

per il calcolo di f_c, ma alla differenza fra i valori effettivi e quelli previsti per la massa d'aria in vibrazione nel collo e per il volume del risonatore: l'ipotesi sembra legittima, dato il piccolo valore di d, con che si giustifica un profondo mutamento dei fenomeni vibratori nel risonatore.

Nella figura 11 sono posti a confronto i valori teorici (β) di β calcolati supponendo che sia $\Sigma = S/n$ ed i valori di β dedotti dai risultati sperimentali, β_m, mediante una delle [9]. Si osserva che β varia, nel senso di diminuire allontanandosi dalla frequenza di risonanza; il valore teorico, indipendente dalla frequenza è pressapoco intermedio fra quelli sperimentali. L'andamento

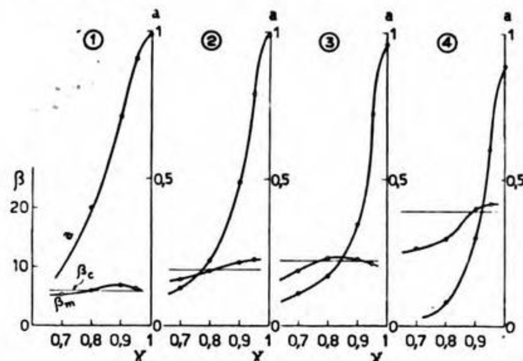


Fig. 11. — Esperimento VI. Confronto fra i valori calcolati e quelli misurati di β in funzione di γ.

dei β_m è assai capriccioso (qualche irregolarità è certo esaltata da errori sperimentali), ma si può tuttavia affermare che a differenza non è in genere molto grande. Si vede che l'ipotesi $\Sigma = S/n$ non è effettivamente verificata e che la percentuale di onda incidente relativa a ciascun risonatore diminuisce allontanandosi dalla frequenza di risonanza (la zona perturbata aumenta con il crescere della velocità nel collo del risonatore).

VII esperimento. — Lunghezza del collo costante $l = 2,1$ cm; numero dei fori (e quindi dei risonatori) variabile; distanza d variabile in modo da ottenere sempre lo stesso valore della frequenza di risonanza.

Scopo dell'esperimento è quello di verificare se il valore di R_σ cambia al variare del numero dei risonatori (nel I esperimento una eventuale variazione poteva essere mascherata dal contemporaneo cambiamento della frequenza di risonanza).

I risultati sono esposti nella figura 12 e nella tabella VII. (La frequenza di risonanza non è esattamente la stessa; per ottenere questo sarebbe stato

Tabella VII.

Misura	f_m	f_c	δ	R_σ	a_{max}	R_σ
2 fori . . .	232	298	188	1,60	0,52	1,20
3 fori . . .	241	258	95	0,80	0,74	1,00
4 fori . . .	245	262	93	0,80	0,93	0,75
7 fori . . .	270	280	75	0,65	0,99	0,70

necessario attuare distanziamenti con frazioni di millimetro, il che non si è nemmeno cercato di fare ritenendo che piccole differenze portassero nelle deduzioni ad errori minori degli errori sperimentali).

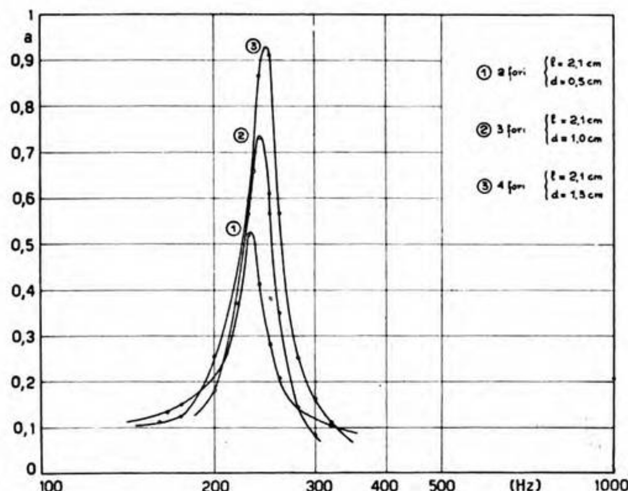


Fig. 12. — Esperimento VII. Caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento al variare del numero dei risonatori.

Si osserva una buona concordanza per i casi di 3, 4 e 7 risonatori. Il valore di R_σ, per il caso di 2 risonatori, dedotto da δ è invece discordante per ragioni verosimilmente analoghe a quelle rilevate discutendo i risultati dell'esperimento VI (d piccolo).

VIII esperimento. — Lunghezza e distanza variabili; 7 fori con $a = 0,6$ cm. Si sono variati l e d in modo che la frequenza di risonanza risultasse approssimativamente la stessa, avendo di mira la ricerca del modo di variare di R_σ con la lunghezza l del collo e delle variazioni di β, con eliminazione dell'effetto della frequenza a completamento dei rilievi dell'esperimento VI.

I risultati sono raccolti nella figura 13 e nella tabella VIII (per quanto concerne β anche in fig. 15).

Si confermano e verificano le deduzioni già fatte: la R_σ cresce abbastanza regolarmente con l.

6. - Dal complesso dei risultati esposti si possono trarre alcune conclusioni di carattere generale.

Nella figura 14 si è tracciato il diagramma della resistenza R_σ (g/s) in funzione della frequenza, nel caso di lunghezza $l = 2,1$ cm del collo del risonatore (sono indicati con punti i valori tratti da a_{max} e con crocette i valori dedotti da δ; si sono utilizzate le esperienze con 7 fori e quelle con 1 foro). Nel tracciare il grafico che interpreta i risultati sperimentali si è prevalentemente tenuto conto, per quanto riguarda i valori

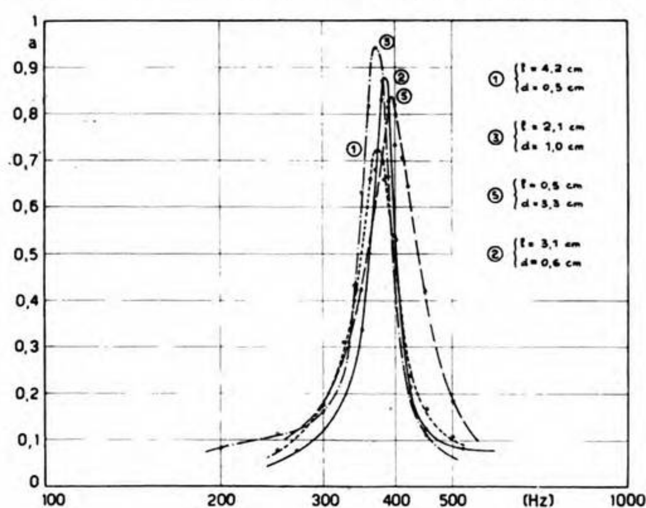


Fig. 13. — Esperimento VIII. Caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento del sistema a 7 risonatori per l e d variabili e frequenza di risonanza costante.

Tabella VIII.

Misura	f_m	f_r	δ	R_σ	a_{max}	R_σ
1 l = 4,2 cm, d = 0,5 cm	370	428	215	3,05	0,72	2,50
2 l = 3,1 cm, d = 0,6 cm	370	440	238	2,70	0,84	1,75
3 l = 2,1 cm, d = 1,0 cm	370	395	138	1,15	0,96	1,15
4 l = 1,5 cm, d = 1,1 cm	405	425	129	0,90	0,98	1,25
5 l = 0,5 cm, d = 3,3 cm	395	309 [*] 377 [**]	—	—	0,83	1,85

*] Calcolato con la formula [2].
**] Calcolato con la formula [3].

dedotti dalle esperienze con 1 foro, dei valori tratti da δ, poichè i risultati dedotti da a_{max} sembrano affetti da errore, come si è indicato discutendo l'esperimento I. Nella stessa figura è indicato il diagramma

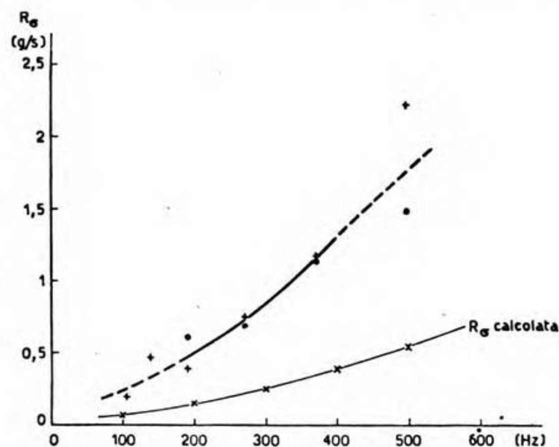


Fig. 14. — Diagramma della resistenza R_σ in funzione della frequenza.

teorico di R_σ, quello cioè calcolabile ammettendo che la resistenza R_σ sia costituita dalla resistenza di attrito contro le pareti del foro, costituente il collo del risonatore, ($R' = \frac{l}{a}\sqrt{2\varrho_0\mu\omega}$) e dal doppio della resistenza di radiazione $\left(R'' = \varrho_0 \frac{\pi\, a^2 \omega}{2\,\pi\, c}\right)$. Dell'analogia con questa curva si è particolarmente tenuto conto nel tracciare il ramo più alto della curva sperimentale.

È subito evidente come il valore teoricamente prevedibile sia assai inferiore a quello sperimentale, ed anche se qualche dubbio si può nutrire sulla precisione con la quale sono noti i valori sperimentali, è certo che essi sono almeno da 4 a 6 volte superiori di quelli teorici. Dubbi sulla precisione sorgono in quanto entrambi i metodi, che si sono utilizzati, non sfuggono a gravi obiezioni. Infatti la deduzione di R_σ attraverso δ è infirmata da evidenti ragioni di principio: se il valore trovato per R_σ coincidesse con il valore previsto si dimostrerebbe vera la spiegazione del divario fra la frequenza di risonanza misurata e quella prevista. Se manca questa coincidenza, è illogico servirsi del metodo per dedurre R_σ. (Si è infatti veduto che in qualche caso è legittimo ritenere che il divario non dipenda soltanto dall'avere trascurato, nel derivare la formula [2], il termine dissipativo, ma anche da una inesatta valutazione della massa d'aria in vibrazione).

La deduzione di R_σ da a_{max} è in linea di principio più giustificata (per quanto anch'essa soggetta a qualche limitazione), ma è affetta da sicuri errori sperimentali: infatti notevoli variazioni di R_σ producono modestissime variazioni di a (e questo in perfetto accordo con la teoria), che il metodo di misura facilmente maschera, tanto maggiormente quanto più l'assorbimento è elevato.

Si ritiene in conclusione che, per la precisa determinazione di R_σ, occorra ricorrere a metodi diversi. Il fatto per altro che si giunga con i

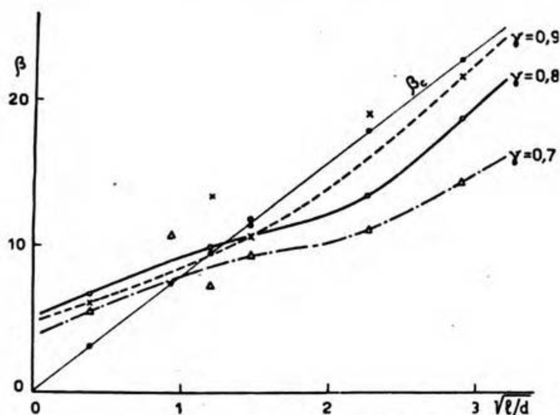


Fig. 15. — Confronto fra il valore teorico ed i valori sperimentali di β in funzione di $\sqrt{l/d}$.

due metodi a risultati abbastanza in accordo, conforta a ritenere (con le riserve fatte), che i valori numerici ottenuti oltre a fornire un prezioso orientamento, possano essere utilizzati in pratica.

Nella figura 15 sono tracciati in funzione di $\sqrt{l/d}$ i valori sperimentali di β, al variare di γ, (dedotti dalle esperienze con 7 fori, aventi a=0,6 cm e con la distribuzione indicata nel I esperimento) e la retta del valore teorico. Detti diagrammi hanno un andamento capriccioso (un po' anche per causa di errori sperimentali), ma permettono tuttavia di chiaramente rilevare che lo scostamento dal valore teorico è, a pari γ, tanto maggiore quanto più l è grande in rapporto a d.

Si può, in conclusione, affermare che:

a) La frequenza di risonanza misurata è sempre minore di quella calcolata con la [2] (o a seconda dei casi con la [3]) e la differenza può, in linea generale, essere legittimamente attribuita all'influenza del termine resistivo.

b) Il valore massimo dell'assorbimento dipende, finchè la d non varia, essenzialmente dal coefficiente di perforazione $S/(n\sigma)$, mentre non è sensibilmente influenzato nè da l, nè da d, in accordo con la teoria.

c) I valori numerici del parametro resistivo R_σ ricavati dal valor massimo del coefficiente di assorbimento, e quelli ricavati attraverso la differenza tra i valori misurati e i valori calcolati della frequenza di risonanza sono in sufficiente buon accordo, tenuto conto dell'approssimazione con la quale le misure sono attuabili e delle ragioni che stanno a sostegno della formula teorica. I valori sperimentali sono tuttavia sempre molto maggiori di quelli teoricamente prevedibili, ed anche la loro legge di dipendenza dalla frequenza è un po' diversa.

d) I valori misurati di β si accostano al valore teorico quanto più il rapporto $\sqrt{l/d}$ si avvicina all'unità. Variazioni anche notevoli di l e di d fanno variare β entro limiti poco estesi, sì che si deve senz'altro prevedere difficile l'attuazione di rivestimenti molto assorbenti per una gamma estesa, almeno finchè si usino soltanto risonatori semplici. Il vantaggio derivante da un aumento di d (teoricamente prevedibile e sperimentalmente riscontrato) è in parte frustrato dall'aumento del valore sperimentale di β in rapporto al valore teorico (primo tratto del diagramma di β in fig. 15).

7. - Negli esperimenti di cui si è data fino ad ora notizia, si era sistematicamente lasciato inalterato il diametro dei fori, mentre nei due ultimi esperimenti si è saggiata la rispondenza all'esperienza della teoria al variare del diametro come della forma dei fori.

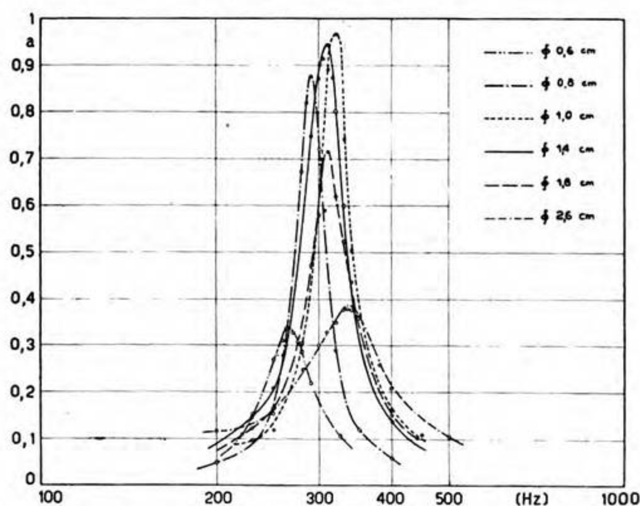


Fig. 16. — Esperimento IX. Caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento di sistemi di risonatori con fori di diametro variabile.

IX esperimento. — Sette fori di diametro uguale, ma variabile nelle successive misure da 0,6 cm a 2,6 cm. Lunghezza del collo costante ($l = 2,1$ cm)

e distanza d variabile in modo da mantenere approssimativamente costante la frequenza di risonanza.

Come appare dalla figura 16, il coefficiente di assorbimento cresce, passa per un massimo e quindi decresce. Poichè variando l, d ed il coefficiente di perforazione si possono ottenere siffatti diagrammi per una frequenza qual-

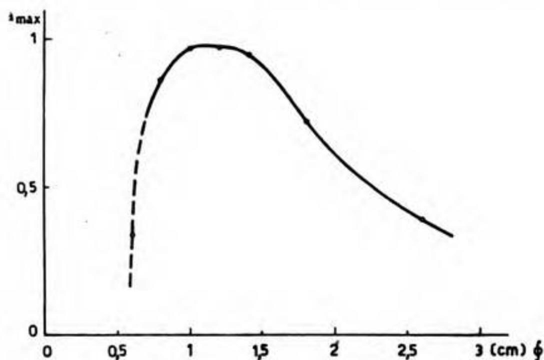


Fig. 17. — Esperimento IX. Caratteristica di frequenza del valor massimo del coefficiente di assorbimento in funzione del diametro del collo dei risonatori.

siasi, rimane dimostrata la possibilità di attuare assorbimento del suono per un valore ed una frequenza scelti a piacere.

Nella figura 17 è indicato il diagramma del coefficiente di assorbimento massimo in funzione del diametro dei fori (il diagramma vale per i coefficienti di perforazione con i quali si è sperimentat).

Considerazioni analoghe a quelle svolte sugli esperimenti precedentemente discussi possono farsi su β e sui valori della frequenza di risonanza misurata in rapporto a quella calcolata.

X esperimento. — Sette intagli di forma quasi rettangolare (come in figura 18), di sezione uguale a quella del foro con $a = 0{,}6$ cm. Lunghezza del collo $l = 2{,}1$ cm e distanza $d = 1$ cm.

La frequenza misurata è nel caso degli intagli di 408 Hz (fig. 18), mentre per i fori si è visto essere quella misurata di 370 Hz e quella calcolata di 395 Hz.

Variare la forma degli intagli non presenta alcun particolare vantaggio o svantaggio, almeno finchè ci si limita a forme d'intaglio non troppo complicate.

Conclusioni.

8. - Mettendo a partito fenomeni di risonanza si possono attuare rivestimenti assorbenti del suono, il cui coefficiente di assorbimento può anche raggiungere per una determinata frequenza il 100 %. È possibile effettuare il calcolo preventivo della caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento in base alla teoria esposta.

In particolare:

a) Le formule [2] e [3] permettono di precalcolare la frequenza di risonanza con una precisione di almeno il 10 %.

b) La formula [11] permette di precalcolare il valor massimo del coefficiente di assorbimento, assumendo per R_σ valori circa 4-6 volte

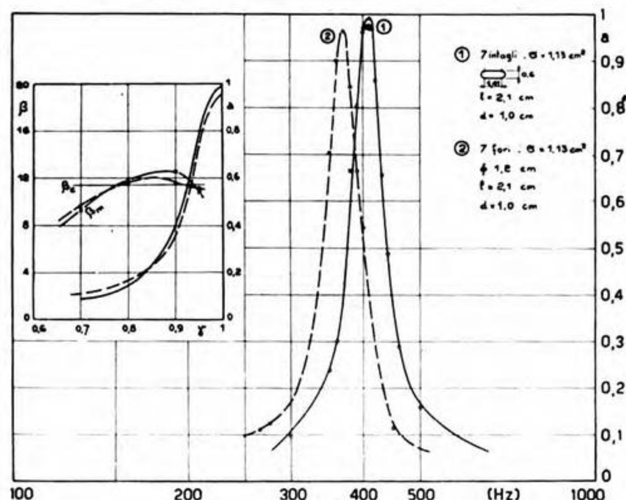


Fig. 18. — Esperimento X. Caıatteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento del sistema a 7 risonatori con collo a sezione retta di forma non circolare.
Le quote sono indicate nel disegno in centimetri.

maggiori di quelli teorici. È tuttavia opportuno riferirsi al confronto di risultati sperimentali.

c) La caratteristica di frequenza del coefficiente di assorbimento è sempre molto selettiva ed è calcolabile con la formula [10]. Limitandosi a sistemi con risonatori semplici non risulta praticamente possibile scendere a valori di β inferiori a 4-5; in tali condizioni quando la frequenza è divenuta metà o doppia della frequenza di risonanza, il coefficiente di assorbimento è uguale a quello che compete al materiale di cui è fatta la lastra forata. Il valore di β misurato differisce da quello teorico; la differenza ha importanza secondaria per scopi pratici.

Per la risoluzione di molti problemi di riduzione di rumori e silenziamento una caratteristica selettiva del coefficiente di assorbimento può risultare molto vantaggiosa, ma per la maggioranza dei problemi di acustica applicata ed in particolare di acustica architettonica una caratteristica di frequenza più allargata, sempre con valori di assorbimento numericamente elevati, sarebbe in genere preferibile od anche

indispensabile. È allora necessario ricorrere a sistemi più complessi, con risonatori multipli o all'uso di materiali assorbenti del tipo poroso in unione a sistemi risonanti; delle esperienze in corso a questo scopo ci si ripromette di dare notizia in una nota successiva.

Lo scrivente desidera ringraziare il professore Giancarlo Vallauri per l'interessamento con il quale ha seguito la ricerca ed il perito radiotecnico Mario Bollito per la cura con la quale ha eseguito gran parte dei rilievi sperimentali.

Torino, settembre 1940-XVIII.

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris

MECCANISMO DI FUNZIONAMENTO E FREQUENZA DEL MULTIVIBRATORE

FRANCESCO VECCHIACCHI

Una semplice analisi del meccanismo di funzionamento del multivibratore classico di Abraham e Bloch viene effettuata soprattutto nell'intento di ricavare una espressione sufficientemente precisa della frequenza di oscillazione. L'esperimento mostra che nei casi normali l'accordo tra valori di frequenza calcolati in base alla conoscenza di grandezze caratteristiche determinabili per via statica, e valori di frequenza effettivamente ottenuti nell'oscillazione, raggiunge facilmente il 2-3 per cento.

1. - Premessa.

Più di una volta, dopo la memoria originale di Abraham e Bloch (1), il funzionamento del multivibratore classico è stato esaminato e descritto (2), ma una trattazione semplice e nello stesso tempo sufficientemente completa così da condurre ad una formula precisa e pratica di calcolo della frequenza di oscillazione, non è stata pubblicata, o per lo meno non è diffusa quanto sarebbe desiderabile.

Il presente scritto, senza voler portare nuovi lumi sulla teoria del multivibratore, è rivolto, tale almeno è l'intenzione di chi scrive, a colmare questa lacuna. Esso si limita unicamente al multivibratore classico a due tubi, attuato nella forma indicata da Abraham e Bloch, e nel quale il periodo di oscillazione deve essere posto in relazione con due distinte costanti di tempo (eventualmente eguali) del circuito.

2. - Meccanismo di funzionamento del multivibratore.

La figura 1 riporta lo schema di un multivibratore classico di Abraham e Bloch, equipaggiato con due triodi, l'un l'altro collegati con un

(1) H. ABRAHAM et E. BLOCH: Mesure en valeur absolue des périodes des oscillations électriques de haute fréquence - Ann. de Phys., 1919, XII, p. 252.

(2) Si veda, ad esempio:
Y. WATANABE: Some remarks on the multivibrator - Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 327.

accoppiamento capacità-resistenza, e nella dicitura della medesima figura è riportata una serie tipica di valori dei diversi parametri del circuito, valori che peraltro possono essere variati entro limiti relativamente ampi senza che il meccanismo di funzionamento subisca alterazioni sensibili.

Nella figura le frecce indicano i sensi di corrente assunti come positivi: per i condensatori C_1 e C_2 diremo che ciascuno di essi è nella fase di carica quando sia percorso da corrente positiva, e nella fase di scarica quando sia percorso da corrente negativa.

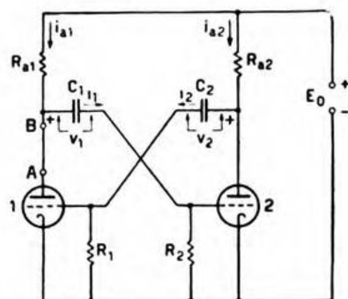


Fig. 1. — Schema del multivibratore di Abraham e Bloch. Esempio di costanti: $R_{a1} = R_{a2} = 50\,000\ \Omega$; $R_1 = R_2 = 0{,}5\ \mathrm{M}\Omega$; triodi FIVRE 76; $E_0 = 250$ V.

Con riferimento a quanto generalmente accade nella pratica, poniamo a scopo di semplicità, le seguenti ipotesi:

a) Le resistenze R_1, R_2 derivate sui due circuiti di griglia sono considerevolmente più elevate delle resistenze R_{a1}, R_{a2} inserite nei circuiti di placca.

b) Le resistenze R_1, R_2 sono elevate di fronte alla resistenza mediamente presentata dallo spazio interno tra griglia e catodo, quando — come si verifica in una delle due fasi dell'oscillazione — la griglia si trova a potenziale positivo rispetto al catodo.

c) Le resistenze R_{a1}, R_{a2} sono abbastanza elevate in modo che le cadute di tensione che si ottengono ai capi di esse in condizioni statiche, quando le griglie dei rispettivi triodi siano al potenziale del catodo, risultino non molto inferiori alla tensione di alimentazione anodica.

La scarica dei condensatori C_1 e C_2 avrà luogo attraverso rispettivamente le resistenze R_2 ed R_1 e le resistenze anodo-catodo dei tubi 1 e 2, le quali ultime possono essere trascurate: le due costanti di tempo di scarica sono perciò $C_1 R_2$ e $C_2 R_1$.

La carica degli stessi condensatori C_1, C_2 dando luogo ai capi di R_2 e R_1 a tensioni positive, avverrà essenzialmente attraverso le resistenze interne griglia-catodo (di fronte alle quali R_2 ed R_1 considerevolmente più elevate possono essere trascurate), ed attraverso le resistenze R_{a1} ed R_{a2}. Le resistenze interne griglia-catodo si possono assumere di valore trascurabile di fronte a R_{a1} e R_{a2}, sicchè le due costanti di tempo di carica sono rispettivamente $C_1 R_{a1}$ e $C_2 R_{a2}$.

Oltre alle ipotesi sopra dette poniamo anche, per semplicità di trattazione, che per ciascuno dei due condensatori la costante di tempo di carica sia sensibilmente inferiore a quella di scarica:

$$C_1 R_{a1} \ll C_2 R_1 \; ; \qquad C_2 R_{a2} \ll C_1 R_2 \, .$$

Sempre con riferimento alla figura 1 sia:

V_{01} il valore della tensione localizzata tra placca e catodo del tubo 1 quando ogni accoppiamento col triodo 2 venga soppresso. (In tale condizione la griglia si trova praticamente al potenziale del catodo, e V_{01} si deduce dalla tensione di alimentazione anodica E_0 sottraendo da questa il termine $R_{a1} I_{01}$, essendo I_{a1} la corrente anodica).

V_{02} analogamente la tensione che in condizioni simili si ottiene per il tubo 2.

V_{j1} il valore assoluto della tensione di griglia di interdizione del tubo 1, quando tra placca e catodo dello stesso sia applicata la tensione E_0.

V_{j2} la tensione analoga per il tubo 2.

Fin d'ora si osservi che tanto V_0 che V_j possono essere determinate facilmente con semplici rilievi statici sui triodi considerati.

Si cominci col considerare il circuito di figura 1 nella condizione di riposo in cui esso si trova quando, tutto il resto essendo invariato come in figura, il circuito anodico di un triodo, ad esempio il triodo 1, sia aperto in seguito da una interruzione praticata tra i punti A e B a monte del condensatore C_1. In tali condizioni risulta che nel tubo 1 la corrente anodica è nulla e conseguentemente nulla la caduta di tensione ai capi di R_{a1}; il condensatore C_1 si trova carico alla tensione E_0 e nessuna corrente circola attraverso la resistenza R_2.

Il tubo 2, essendo la sua griglia al potenziale del catodo, ha lo spazio placca-catodo conduttivo, ed ai capi di R_{a2} risulta una caduta $E_0 - V_{02}$ di valore, per quanto premesso, non molto minore di E_0; il condensatore C_2 si trova quindi carico ad una tensione V_{02}, ed attraverso R_1 non circola alcuna corrente.

Si chiuda ora, all'istante $t = 0$, il circuito anodico del tubo 1, ristabilendo il contatto tra i punti A e B.

La tensione placca-catodo di tale tubo tende a portarsi immediatamente al valore V_{01} e ciò effettivamente accade perchè, come è facile verificare a posteriori, nessuna azione sorge, in conseguenza al fatto, che contrasti il fatto medesimo.

Portandosi la tensione di placca del tubo 1 dal valore E_0 al valore V_{01}, il condensatore C_1 entra immediatamente in una fase di scarica attraverso la R_2, la resistenza R_2 viene percorsa da una corrente negativa e diviene perciò sede di una caduta di tensione negativa il cui valore iniziale è sensibilmente espresso da $E_0 - V_{01}$ [3]. Supponiamo senz'altro

---

[3] La tensione V_{a1} tra anodo e catodo del tubo 1 viene essenzialmente determinata dalla corrente anodica interna nel tubo, la quale in effetto risulta dalla composizione di due correnti: la i_{a1} attraverso la R_{a1}, e la i_{c1} attraverso il condensatore C_1. Dato l'alto valore di R_2 sulla quale la i_{c1} si chiude, la i_{c1} stessa è praticamente trascurabile di fronte alla i_{a1}, sicchè risulta possibile assumere che la tensione v_{a1} si porti senz'altro immediatamente al valore V_{01} sopra definito.

che tale valore sia superiore a V_{j2} (condizione che si può anche considerare necessaria perchè sussista il regolare funzionamento autooscillatorio, e che in generale è verificata con largo margine), ed in conseguenza abbiamo che il tubo 2 si porta tosto ad una condizione di corrente anodica nulla. Si manifesta quindi nel condensatore C_2 una tendenza a portarsi dalla tensione V_{02} alla tensione E_0 (carica).

Una fase di carica effettivamente si stabilisce in tale condensatore, giacchè nessuna azione sorge conseguentemente a contrastare il fenomeno per il fatto che esso si verifica: la resistenza R_1, attraverso cui il condensatore C_2 si chiude, viene percorsa da una corrente positiva

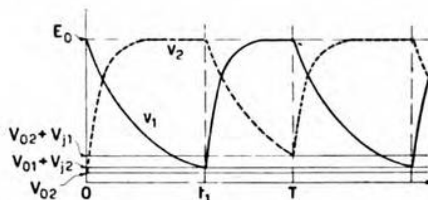


Fig. 2. — Diagramma delle tensioni v_1 e v_2 ai capi dei condensatori C_1 e C_2 del circuito di figura 1.

ed è quindi sede di una caduta di tensione positiva. Questa caduta risulta molto piccola, giacchè in tali condizioni lo spazio interno griglia-catodo del tubo 1 presenta una resistenza bassa in derivazione su R_1, comunque il risultato che ne consegue è piuttosto quello di un aumento della conduttività del tubo 1 che non una diminuzione. E poichè il fenomeno iniziale (da noi prodotto), dal quale sono derivati gli altri fenomeni ora esposti, è stato appunto quello di un aumento della conduttività del tubo 1 medesimo (passaggio dalla condizione di interdizione a quella di conduttività), abbiamo che tutte le azioni, che seguono immediatamente l'azione originaria, non contrastano l'azione originaria stessa, ma piuttosto la favoriscono, sicchè il meccanismo esposto appare giusto.

A partire dall'istante $t = 0$ l'andamento delle due tensioni v_1, v_2 dei due condensatori C_1, C_2 segue pertanto le leggi della libera scarica o carica di un condensatore su di una resistenza (fig. 2).

Per quanto è già stato osservato, la costante di tempo di carica del condensatore C_2 resta sensibilmente espressa da $R_{a2} C_2$, e la costante di tempo della scarica del condensatore C_1 da $R_2 C_1$. Essendo $R_{a2} C_2 \ll R_2 C_1$ il fenomeno di carica di un condensatore potrà quindi trovarsi già al suo pratico completamento, quando la scarica dell'altro è ancora nella fase iniziale od intermedia.

Carica e scarica dei due condensatori seguitano a svolgersi senza ostacoli sino a che la tensione di griglia (negativa) del tubo 2 resta superiore in valore assoluto alla tensione di interdizione V_{j2}. Col pro-

gressivo ridursi della corrente di scarica del condensatore C_1, e quindi del valore assoluto della tensione ai capi di R_2, il tubo 2 tende ad uscire dalla condizione di interdizione ed effettivamente vi esce giacchè il fatto non dà luogo ad alcuna azione che lo contrasti. Portandosi il tubo 2 nella condizione di conduttività, il condensatore C_2 (che si era caricato in maniera praticamente completa) entra in una fase di scarica (sia $t = t_1$ l'istante in cui ciò accade), sorge perciò una corrente i_2 negativa e quindi una tensione v_{g1} negativa. Essendo il valore iniziale di tale tensione elevato di fronte a V_{j1}, la corrente anodica del tubo 1 tende ad annullarsi ed effettivamente si annulla poichè nessuna azione sorgerà a contrastare conseguentemente il fenomeno. Il condensatore C_1 passa dalla condizione di scarica a quella di carica; la corrente i_1 e la tensione v_{g2} sino ad ora decrescenti in valore assoluto, seguitano a crescere in valore relativo portandosi anzi bruscamente dal valore negativo ad un valore positivo (a partire dal quale si ha subito dopo una diminuzione lenta); il tubo 2 diverrà ancora più conduttivo se ciò è possibile (fig. 3).

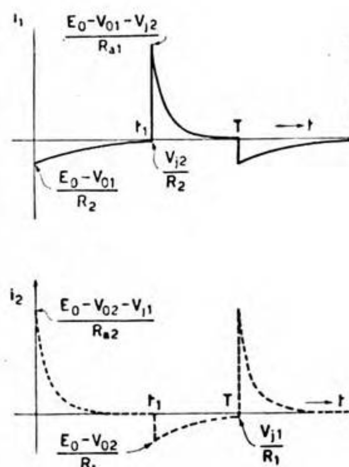


Fig. 3. — Diagrammi delle correnti i_1 e i_2 attraverso i condensatori C_1 e C_2 del circuito di figura 1.

Tutti i fenomeni che, come da noi posto, hanno seguìto quello iniziale (entrata di C_2 in una fase di scarica), non esercitano alcuna azione contrastante; è quindi lecito ritenere giustificata l'interpretazione ora esposta.

A partire dall'istante t_1 dunque, il condensatore C_2 entra rapidamente in una fase di scarica ed il condensatore C_1 in una fase di carica: dopo questo istante il meccanismo di oscillazione si ripete all'incirca nel modo ora trovato tra il tempo $t = 0$ ed il tempo $t = t_1$, salvo l'inversione delle posizioni dei due condensatori e dei due tubi. Proseguendo nell'esame del funzionamento si trova presto un altro tempo $t = T$ nel quale lo stato del circuito si inverte nuovamente, e risulta quindi un fenomeno oscillatorio che fin dall'istante $t = t_1$ ha praticamente assunto una condizione di regime.

Il meccanismo di oscillazione del multivibratore resta pertanto analizzato e spiegato.

La figura 2 mostra la forma d'oscillazione della tensione dei due condensatori con riferimento al caso in cui la durata della scarica di C_2 sia un poco più piccola di quella C_1, la figura 3 mostra la forma corri-

spondente della corrente attraverso i medesimi condensatori, e la figura 4, la forma che in prima approssimazione si ottiene per la corrente anodica attraverso R_{a1} ed R_{a2}.

Il mezzo indicato per far entrare il multivibratore in autooscillazione, consistente nella provvisoria interruzione di una delle due correnti anodiche, ha tra l'altro il pregio di rendere rapido lo stabilirsi a regime del fenomeno oscillatorio. Esso non è peraltro un sistema troppo pratico giacchè in genere è desiderabile che il circuito entri in funzione in maniera più semplice e spontanea.

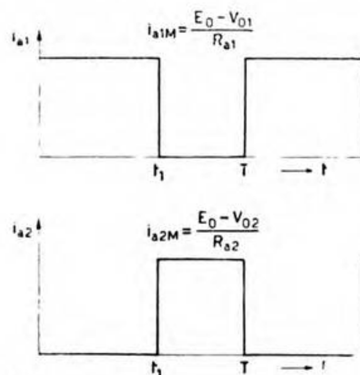


Fig. 4. — Diagrammi di massima delle correnti i_{a1} e i_{a2} anodiche nel circuito di figura 1.

Il punto di partenza per l'innesco spontaneo di oscillazioni può sempre essere costituito, come nei normali generatori, dalle fluttuazioni termiche delle resistenze o dalle fluttuazioni elettroniche dei triodi; occorre però, anche in questo caso, che i tubi elettronici si trovino, fino a partire dalla condizione di quiete, in grado di amplificare sufficientemente la perturbazione iniziale ed esaltarla sino al livello dell'oscillazione di regime.

È bene precisare che un dispositivo come quello considerato non risulta di necessità autoinnescabile; e ad esempio è facile verificare sperimentalmente che se le resistenze R_a di placca sono molto elevate, e la tensione E_0 di alimentazione anodica molto bassa, l'autoinnescabilità non sussiste, mentre che l'innesco provocato come sopra si può ancora ottenere regolarmente.

Poichè nostro scopo è soprattutto quello di arrivare ad una espressione della frequenza di oscillazione, non ci soffermeremo oltre su questo punto, rimandando per esso ai lavori di carattere generale che lo considerano (4).

Non vogliamo omettere, benchè superflua al nostro scopo, l'osservazione che nell'analisi sopra effettuata del meccanismo di funzionamento non è stato necessario introdurre la nozione di induttanza, ciò che sembra contrastare con quanto è stato precedentemente affermato da altri autori (5).

(4) Si veda, ad esempio:
N. Carrara: Saggio di trattazione sistematica dei bipoli con resistenza differenziale negativa A. F., 1939, VIII, p. 683.

(5) B. van der Pol: On « relaxation oscillations » - Phil. Mag., 1926, XI, p. 978.

3. - Frequenza di oscillazione.

Esaminato il meccanismo di oscillazione e determinata la forma dell'oscillazione stessa, il suo periodo $T = t_1$ $(+ T - t_1)$, può essere immediatamente ricavato.

Nell'intervallo tra 0 e t_1 il condensatore C_1 si scarica, per quanto visto, secondo il circuito equivalente di figura 5, a partire da una tensione iniziale $v_1 = E_0$, sino ad una tensione finale:

$$v_1 = V_{01} + V_{j2} .$$

La legge della scarica è dunque:

[1] $$v_1 - V_{01} = (E_0 - V_{01})\, e^{-\frac{t}{R_2 C_1}}$$

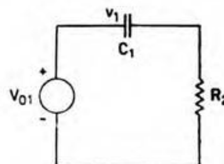


Fig. 5: — Circuito equivalente di scarica del condensatore C_1 del circuito di figura 1.

e la scarica, per quanto osservato, si arresta quando sia:

$$v_1 - V_{01} = V_{j2} .$$

Il tempo t_1 risulta quindi dato da:

[2] $$t_1 = C_1 R_2 \log_e \frac{E_0 - V_{01}}{V_{j2}} .$$

Analogamente si trova che il tempo $T - t_1$, intervallo di scarica del condensatore C_2 sulla resistenza R_1, è dato da:

[3] $$T - t_1 = C_2 R_1 \log_e \frac{E_0 - V_{02}}{V_{j1}}$$

e il periodo $T = t_1 + (T - t_1)$ dell'intera oscillazione, da:

[4] $$T = C_1 R_2 \log_e \frac{E_0 - V_{01}}{V_{j2}} + C_2 R_1 \log_e \frac{E_0 - V_{02}}{V_{j1}} .$$

Tale espressione nel caso in cui, per l'avere i due tubi eguali caratteristiche si possa porre:

$$V_{01} = V_{02} = V_0 \qquad V_{j1} = V_{j2} = V_j ,$$

si riduce a:

[5] $$T = (C_1 R_2 + C_2 R_1) \log_e \frac{E_0 - V_0}{V_j} ;$$

e, nel caso in cui per di più sia:

$$C_1 = C_2 = C, \qquad R_1 = R_2 = R,$$

a:

[6] $$T = 2\,R\,C\,\log_e \frac{E_0 - V_0}{V_j}\,;$$

od anche a:

[6′] $$T = 2\,R\,C\,\log_e \left[\frac{E_0}{V_j}\left(1 - \frac{V_0}{E_0}\right)\right].$$

Un'ulteriore semplificazione della formula si ottiene, ciò che peraltro implica una notevole perdita di approssimazione, trascurando il termine V_0/E_0 di fronte all'unità; e se allora indichiamo con μ_0 il rapporto E_0/V_j, è lecito scrivere:

[7] $$T = \sim 2\,R\,C\,\log_e \mu_0\,.$$

Per maggiore comodità di chi voglia applicare praticamente questa ultima formula, riportiamo nella tabella I i valori che si ottengono per la frequenza $f_0 = 1/T$ in corrispondenza di un valore del prodotto $R\,C$ uguale a 10^{-3} (ad esempio: $R = 1$ MΩ; $C = 1$ μμF) e per diversi valori di μ_0.

TABELLA I.

Valori della frequenza approssimata, f_0, per $R\,C = 10^{-3}$, ricavati secondo la formula [7].

μ_0	2,72	4	6	8	10	12	14	16	18	20
f_0 (Hz)	500	357	279	240	217	202	190	177	173	167

μ_0	25	30	35	40	45	50	60	70	80	90
f_0 (Hz)	156	147	141	136	132	128	122	118	114	111

Verifiche dell'approssimazione effettivamente fornita dalla formula [4] sono state compiute operando con triodi di vario tipo, e con

differenti costanti di circuito. Ad esempio, nel caso particolare di due tubi FIVRE 76 e di una tensione E_0 di 250 V (il valore di E_0 entro limiti piuttosto grandi ha poca importanza), si è trovato per i diversi coefficienti della formula i seguenti valori:

$$V_{01}/E_0 = 0{,}19 \qquad V_{02}/E_0 = 0{,}17$$

$$E_0/V_{j1} = 6{,}06 \qquad E_0/V_{j2} = 8{,}13\,.$$

La capacità C essendo di 2 mμF e la resistenza R di 0,5 MΩ si è ottenuta sperimentalmente una frequenza di 274 Hz mentre la frequenza data dalla formula è di 286 Hz.

È opportuno osservare che può essere riscontrata incertezza nella pratica determinazione dei rapporti E_0/V_j, quando i tubi adoperati non presentino una interdizione troppo netta.

Ad esempio, nel caso particolare ora esaminato, avendo riscontrato che la curva caratteristica statica della corrente anodica in funzione della tensione di griglia (per $E_0 = 250$ V) presentava, al ridursi della tensione di griglia in valore relativo, un tratto a diminuzione molto lenta a partire da una corrente di circa 4 μA, si è preso come punto d'interdizione quello corrispondente appunto a 4 μA.

A proposito della formula [7], osserveremo che essa è tanto più attendibile, quanto più, a parità di altre condizioni, la resistenza R posta in serie col circuito anodico è elevata, e quanto più bassa è la resistenza anodica del tubo. Circa il coefficiente μ_0 rileviamo che esso risulta in genere sensibilmente inferiore al coefficiente μ di amplificazione interna del tubo (come normalmente viene definito) relativo alla sua zona di funzionamento abituale.

Alcuni autori (6) hanno indicato quale valore approssimativo del periodo di oscillazione del multivibratore, quello dato dall'espressione:

$$T = R_2 C_1 + R_1 C_2\,.$$

È facile osservare, sulla base di quanto sopra, che questa formula fornisce un'approssimazione assai mediocre, e tanto più mediocre quanto più elevato è il coefficiente di amplificazione del tubo. Essa andrebbe manifestamente d'accordo con la formula approssimata [7] da noi soprascritta, nel caso in cui fosse $\mu_0 = 2{,}7$; e nel caso in cui invece, come quasi sempre accade, μ_0 sia superiore a questo valore, essa fornirà valori di frequenza superiori. Nell'esempio particolare considerato tale formula darebbe il valore di frequenza di 500 Hz, mentre, come si è visto, la frequenza effettiva risulta di 274 Hz.

(6) Si veda, ad esempio:
F. E. TERMAN: Radio engineering - McGraw-Hill, New-York, 1932, p. 274.

4. - Osservazioni finali.

Sia l'analisi effettuata del meccanismo di funzionamento del multivibratore, sia l'espressione ricavata per la frequenza, oltre che subordinate ad alcune limitazioni per i valori delle costanti del circuito, sono approssimate.

Un esame ancora più rigoroso potrebbe essere compiuto, sempre impostato sulle stesse basi, ma esso non sembra giustificato ai fini pratici, tanto più se si considera che le caratteristiche di un tubo elettronico non sono in generale eccessivamente stabili nel tempo e durante l'uso.

Circa le espressioni date della frequenza non pare superfluo osservare che esse possono essere legittimamente applicate soltanto a frequenze relativamente basse, alle quali sia possibile trascurare gli effetti delle capacità proprie dei tubi e le capacità parassite del circuito.

Istituto di Comunicazioni Elettriche del R. Politecnico di Milano.

CONDIZIONI DI MINIMA ATTENUAZIONE NEI CAVI COASSIALI PER ALTE FREQUENZE

SANTE MALATESTA

Quando, per ragioni di ingombro o di costo, è fissato il diametro massimo del conduttore esterno di un cavo, esiste un valore del diametro del conduttore interno, in corrispondenza al quale l'attenuazione è minima; il valore del rapporto fra il diametro interno del conduttore esterno e il diametro esterno del conduttore interno, che rende minima l'attenuazione, dipende dalla natura e dalla struttura dei conduttori. Se il cavo è dimensionato con questo rapporto fra i diametri, l'attenuazione è inversamente proporzionale al diametro interno del conduttore esterno. Quando il cavo sia dimensionato in modo ottimo, si mostra la possibilità di sostituire il rame del conduttore esterno con altri metalli.

1. - Introduzione.

L'applicazione più comune dei cavi coassiali è quella del trasporto dell'energia ad alta frequenza. Pregio essenziale del cavo, in queste condizioni, è di avere la minima attenuazione, compatibilmente con le dimensioni del cavo, la sua maneggevolezza e il materiale usato nella sua fabbricazione. In generale, per ciascuna applicazione, il diametro massimo del conduttore esterno è fissato per ragioni economiche e di ingombro; si trova, allora, che il cavo presenta attenuazione minima quando il rapporto fra il diametro interno del conduttore esterno e il diametro esterno del conduttore interno ha un valore ben definito, il quale dipende dal metallo con cui sono fatti i conduttori e dalla loro struttura, e vale 3,6 nel caso di conduttori continui formati dello stesso metallo. Quando il cavo è dimensionato per tale valore ottimo, il suo coefficiente di attenuazione è inversamente proporzionale al diametro interno del conduttore esterno.

Per vedere tali risultati occorre premettere alcune considerazioni sull'attenuazione di un cavo per alta frequenza. Limiteremo tale studio a cavi in cui il dielettrico interno sia esente da perdite e in cui l'attenuazione sia perciò dovuta solo alla resistenza dei conduttori. Come applicazione dei risultati ottenuti, saranno dati alcuni esempi di cavi di costruzione autarchica.

2. - Attenuazione di un cavo per alta frequenza.

È noto come la costante di propagazione di una linea concentrica sia data da:

$$[1] \qquad \gamma = \alpha + j\,\beta = \sqrt{(R + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)}\,.$$

Se si elevano a quadrato entrambi i membri di questa espressione e si uguagliano fra loro le parti reali e i coefficienti delle parti immaginarie, si ottengono due relazioni:

$$[2] \qquad \alpha = \sqrt{\frac{1}{2}\left\{[(R^2 + \omega^2L^2)\,(G^2 + \omega^2C^2)]^{\frac{1}{2}} + (G\,R - \omega^2L\,C)\right\}}^{\,\frac{1}{2}}\,,$$

$$[3] \qquad \beta = \sqrt{\frac{1}{2}\left\{[(R^2 + \omega^2L^2)\,(G^2 + \omega^2C^2)]^{\frac{1}{2}} - (G\,R - \omega^2L\,C)\right\}}^{\,\frac{1}{2}}\,.$$

Inoltre, se, come si è supposto, G è trascurabile di fronte ad R e si suppone che la frequenza sia sufficientemente alta, perchè $\omega\,L$ sia molto grande rispetto ad R, le relazioni suddette divengono [1]:

$$[4] \qquad \begin{cases} \alpha = \dfrac{R}{2}\sqrt{\dfrac{C}{L}} = \dfrac{R}{2\,Z_0}\,, \\ \beta = \omega\sqrt{L\,C}\,. \end{cases}$$

Convenendo di misurare tutte le grandezze in unità del sistema Giorgi, risulta, d'altra parte [2]:

$$[5] \qquad L = \frac{\mu\mu_0}{2\,\pi}\log_e\frac{a}{b} \qquad \text{H/m}\,,$$

$$[6] \qquad C = \frac{2\,\pi\,\varepsilon\,\varepsilon_0}{\log_e\dfrac{b}{a}} \qquad \text{F/m}\,;$$

dove con b ed a si sono indicati rispettivamente il diametro interno del conduttore esterno e il diametro esterno del conduttore interno. Considerando $\mu = 1$, come si può supporre per tutti i metalli usati come conduttori nei cavi, e sostituendo nelle formule [4], si ha:

$$[7] \qquad \begin{cases} \alpha = \dfrac{\pi\,R}{\log_e\dfrac{b}{a}}\sqrt{\dfrac{\varepsilon\,\varepsilon_0}{\mu_0}} = \dfrac{R\sqrt{\varepsilon}}{120\,\log_e\dfrac{b}{a}}\,, \\ \beta = \omega\sqrt{\varepsilon\,\varepsilon_0\,\mu_0}\,. \end{cases}$$

(1) L'espressione $(a + x)^n$, se x è piccolo in confronto ad a, diviene uguale ad $a^n + nxa^{n-1}$

(2) S. A. SCHELKUNOFF: Bell S. T. J., 1934, XIII, p. 532.

Limitiamoci a considerare la prima. La resistenza R è la somma di due termini, R_b ed R_a, che si riferiscono rispettivamente al conduttore esterno e al conduttore interno. Per frequenze alte essi sono, con buona approssimazione (3):

[8] $$\begin{cases} R_b = \dfrac{1}{b}\sqrt{\dfrac{\mu_0 f \varrho_b}{\pi}} \quad \Omega/\mathrm{m}\,, \\[2ex] R_a = \dfrac{1}{a}\sqrt{\dfrac{\mu_0 f \varrho_a}{\pi}} \quad \Omega/\mathrm{m}\,, \end{cases}$$

dove con ϱ_b e ϱ_a sono indicate le resistività dei conduttori esterno ed interno misurate in ohm × metro. Tali formule valgono solo se i conduttori sono continui e omogenei; quando essi siano costituiti da treccie, calze o altre strutture simili di fili o di piattine, e così via, R_a ed R_b dipendono in maniera più complicata dalla frequenza. È tuttavia possibile porre, in generale, le relazioni:

[9] $$\begin{cases} R_b = \dfrac{1}{b}\sqrt{\dfrac{\mu_0 f \varrho_b K_b}{\pi}} \quad \Omega/\mathrm{m}\,, \\[2ex] R_a = \dfrac{1}{a}\sqrt{\dfrac{\mu_0 f \varrho_a K_a}{\pi}} \quad \Omega/\mathrm{m}\,; \end{cases}$$

in esse K_b e K_a sono fattori — determinabili eventualmente per via sperimentale, caratteristici di ciascuna struttura e dipendenti in vario modo dalla frequenza — che divengono uguali all'unità se i conduttori sono continui e omogenei.

Applicando le [9] alla prima delle [7] si ha dunque:

[10] $$\alpha = \frac{\sqrt{\dfrac{\varepsilon \mu_0 f}{\pi}}}{120 \log_e \dfrac{b}{a}} \left(\frac{\sqrt{K_b \varrho_b}}{b} + \frac{\sqrt{K_a \varrho_a}}{a} \right) \quad \text{neper/m}\,.$$

3. - Condizioni di minimo per l'attenuazione di un cavo per alta frequenza.

Nella quasi generalità delle applicazioni, come è stato detto nell'introduzione, il diametro del conduttore esterno non può superare per ragioni costruttive o di costo un valore obbligato. Risulta di conseguenza fissato il valore di b. In tal caso esiste un valore di a in corrispondenza al quale l'attenuazione del cavo è minima.

Considerando b fisso, e ponendo:

[11] $$m = \sqrt{K_a \varrho_a}\,, \qquad n = \sqrt{K_b \varrho_b}\,,$$

(3) Loc. cit. nota (2).

la [10] può essere scritta nella forma:

$$\alpha = \frac{\sqrt{\frac{\varepsilon \mu_0}{\pi} f}}{120\, b} \cdot \frac{m \frac{b}{a} + n}{\log_e \frac{b}{a}} . \tag{12}$$

Si verifica, che il valore di $\frac{b}{a}$ che rende nulla la derivata di α, corrisponde a un minimo della funzione, e si ricava facilmente, quindi, che l'attenuazione di un cavo, avente un diametro esterno ben determinato, è minima quando il rapporto $\frac{b}{a}$ soddisfa l'equazione:

$$\frac{b}{a} \left(\log_e \frac{b}{a} - 1\right) = \frac{n}{m} . \tag{13}$$

La risoluzione delle [13] è oltremodo laboriosa. È tuttavia possibile trovare graficamente la soluzione approssimata, osservando che

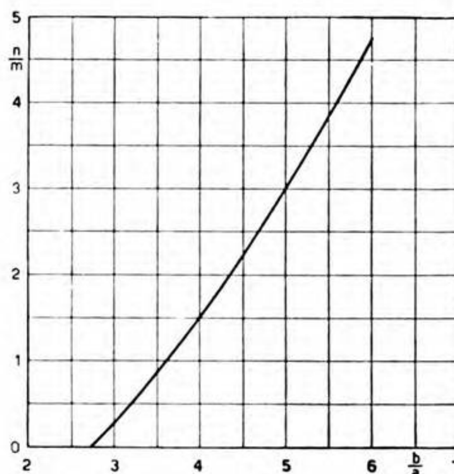


Fig 1. — Diagramma per il calcolo del rapporto fra diametro interno, b, del conduttore esterno e diametro esterno, a, del conduttore interno, che rende minima l'attenuazione di un cavo.

essa è l'ascissa del punto d'incontro della retta $f\left(\frac{b}{a}\right) = \frac{n}{m}$ (retta parallela all'asse delle ascisse, con ordinata $\frac{n}{m}$) con la curva $g\left(\frac{b}{a}\right) = \frac{b}{a}\left(\log_e \frac{b}{a} - 1\right)$, che è quella disegnata nella figura 1. Tale curva permette di calcolare approssimativamente il valore di $\frac{b}{a}$, che rende

minima l'attenuazione, in corrispondenza ad ogni valore del rapporto $\frac{n}{m}$. Quando i conduttori sono continui, omogenei e formati dello stesso metallo, si ha $\frac{n}{m} = 1$ e dalla curva si vede che l'attenuazione è minima quando il rapporto dei diametri ha il ben noto valore 3,6. Se i metalli sono differenti si ottengono altri valori; per esempio, quando il conduttore interno è di rame ($\varrho = 1{,}76 \cdot 10^{-8}\,\Omega \cdot \mathrm{m}$) e quello esterno di alluminio ($\varrho = 2{,}83 \cdot 10^{-8}\,\Omega \cdot \mathrm{m}$) il rapporto dei diametri che rende minima l'attenuazione è, all'incirca, 3,8; quando il conduttore esterno è di piombo ($\varrho = 22 \cdot 10^{-8}\,\Omega \cdot \mathrm{m}$) e quello interno di rame il detto rapporto è, approssimativamente, 5,3.

Qualora i conduttori non siano continui e omogenei non si può a priori assegnare un valore ad m e ad n, perchè i fattori K, per cui deve essere moltiplicata la resistività, non sono noti. Occorre, perciò, determinare tali fattori facendo il confronto sperimentale fra l'attenuazione del cavo in esame e quella del cavo con conduttori continui e omogenei.

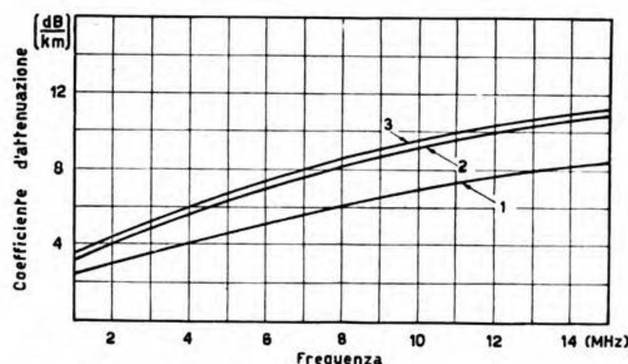


Fig. 2. — Coefficiente di attenuazione, in funzione della frequenza, di tre cavi di identica costruzione, aventi diversi rapporti fra i diametri.

Può però dirsi che, in generale, K è abbastanza rilevante per i cavi industriali; ad esempio, per un conduttore esterno costituito da una calza di piattine è stato verificato che la resistività del metallo deve essere moltiplicata per un fattore K dell'ordine di grandezza 9. Se la calza è di fili, il fattore K è dell'ordine di grandezza 16. Se il conduttore interno di detti cavi è formato dallo stesso metallo, ma è continuo ed omogeneo, si ha allora dalle [11], rispettivamente, $\frac{n}{m} = 3$ e $\frac{n}{m} = 4$, a cui corrispondono i valori 5 e 5,6 per il rapporto dei diametri che rendono minima l'attenuazione.

I valori del rapporto $\frac{b}{a}$, in corrispondenza dei quali è minima l'atte-

nuazione, non sono critici. La figura 2, che dà le curve di attenuazione di cavi attualmente in commercio, in cui il rapporto dei diametri ottimo è all'incirca 5, mostra come aumenta l'attenuazione quando dal valore ottimo si passa al valore $\frac{b}{a} = 10$ (curva 2) e $\frac{b}{a} = 2$ (curva 3).

Occorre appena notare che, invece di parlare di rapporto ottimo dei diametri, si potrebbe anche parlare di resistenza caratteristica ottima, dato che questa è legata al rapporto fra i diametri dalla nota relazione:

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{b}{a} .$$

4. - Confronto fra cavi aventi conduttori diversi.

Detto x il valore di $\frac{b}{a}$ che rende minima, a parità di b, l'attenuazione di un cavo, la formula [13] diventa:

$$x (\log_e x - 1) = \frac{n}{m} ,$$

che può essere posta sotto la forma:

$$m x = \frac{m x + n}{\log_e x} .$$

Sostituendo tale valore nella formula [12] si ottiene:

[14] $$\alpha_b = \frac{m \sqrt{\frac{\varepsilon \mu_0}{\pi} f}}{120} \cdot \frac{x}{b} ;$$

questo è il valore dell'attenuazione — corrispondente al rapporto x dei diametri — minimo possibile per ogni valore di b prefissato.

Da questa formula si vede che, quando il cavo è dimensionato in modo che il rapporto $\frac{b}{a}$ sia quello ottimo, il coefficiente di attenuazione è inversamente proporzionale al diametro interno del conduttore esterno.

Se due cavi, aventi i conduttori diversi, sono dimensionati in modo che sia minima l'attenuazione, detti b_1 e b_2 i diametri interni dei conduttori esterni, α_1, α_2 le attenuazioni dei due cavi per unità di lunghezza, x_1 e x_2 i valori ottimi di $\frac{b}{a}$, risulta dalla [14]:

[15] $$\frac{\alpha_2}{\alpha_1} = \frac{x_2 \, m_2 \, b_1}{x_1 \, m_1 \, b_2} .$$

Se si vuole poi che i due cavi presentino la stessa attenuazione occorre che sia $\alpha_1 = \alpha_2$ e perciò:

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{x_2}{x_1} \cdot \frac{m_2}{m_1} . \qquad [16]$$

Tale formula è assai utile quando si voglia sostituire, nei cavi per alta frequenza, ai conduttori di rame, conduttori di altri metalli meglio rispondenti alle esigenze dell'autarchia. Si trovano in questo modo risultati abbastanza sorprendenti. Consideriamo ad esempio un cavo avente il conduttore interno di rame e quello esterno di alluminio; se i conduttori sono omogenei, si è visto che deve essere $x_2 = 3{,}8$. Confrontiamolo col cavo identico di struttura, ma con entrambi i conduttori di rame; per esso è $x_1 = 3{,}6$. Dalla [16], poichè $m_2 = m_1$, deriva:

$$b_2 = \frac{3{,}8}{3{,}6} \, b_1 = 1{,}05 \, b_1 .$$

Aumentando solo leggermente il diametro del conduttore esterno, esso può, dunque, essere formato con alluminio, rimanendo inalterato il valore dell'attenuazione e ottenendosi così un grande risparmio di rame. Ciò vale approssimativamente anche quando i conduttori non siano omogenei.

Risultato ancor più interessante si ottiene confrontando un comune cavo flessibile del commercio, avente il conduttore interno di rame e il conduttore esterno costituito da una calza di piattine di rame, con un cavo avente il conduttore centrale di rame, come il precedente, e il conduttore esterno costituito da un tubo di piombo. È stato detto in precedenza che al primo cavo deve attribuirsi un valore $x_1 = 5$ e al secondo un valore $x_2 = 5{,}3$. Poichè i conduttori centrali sono uguali, m_1 è uguale ad m_2 e dalla [16] si ricava:

$$b_2 = \frac{5{,}3}{5} \, b_1 = 1{,}06 \, b_1 .$$

Poichè in generale tutti i cavi flessibili sono racchiusi in un tubo di piombo di diametro superiore al conduttore esterno, risulta che, sostituendo il conduttore esterno discontinuo di rame con un conduttore continuo di piombo, si ottiene non soltanto un'economia di rame ma non si ha neppure un aumento della quantità totale di piombo e inoltre la fabbricazione è assai più semplice. Poichè è stato provato che il comportamento del cavo col conduttore esterno formato da una calza di piattine di rame è fra i migliori che si possano ottenere ([4]), risulta che un cavo con conduttore esterno di piombo può sostituire, nelle applicazioni ad alta frequenza, i cavi flessibili di rame. La figura 3 mostra il comportamento di tre cavi tutti delle stesse dimensioni, col rapporto $\frac{b}{a} = 5$, il primo dei quali ha il conduttore esterno di rame come sopra descritto e il conduttore interno costituito da un tondino

([4]) S. Malatesta: A. F., 1939, VIII, p. 495.

di rame, il secondo col conduttore esterno di identica struttura del precedente ma formato di piattine di aldrey (lega di alluminio) e il conduttore interno costituito da un tondino di rame, il terzo col conduttore esterno di lega di piombo e quello interno identico ai precedenti.

La divergenza del comportamento sperimentale da quello teorico può essere dovuta al fatto che il valore $K = 9$, assunto per il fattore

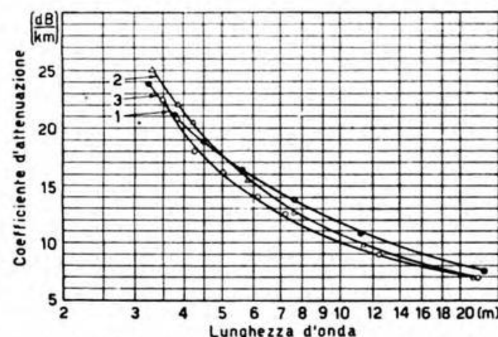


Fig. 3. — Coefficiente di attenuazione, in funzione della lunghezza d'onda, di tre cavi flessibili di identiche dimensioni, aventi il conduttore esterno diverso: (1) calza di piattine di rame; (2) calza di piattine di lega di alluminio; (3) tubo di lega di piombo.

di correzione da apportarsi alla resistività del conduttore esterno, è vero solo con grossolana approssimazione e inoltre è difficile prevedere la resistività delle superficie metalliche interessate al passaggio della corrente ad alta frequenza, poichè in generale il metallo è ossidato. Degno di nota è il comportamento più regolare del cavo di piombo, dovuto alla continuità del conduttore esterno.

5. - Conclusione.

Nel progetto e nella costruzione dei cavi coassiali per alta frequenza occorre tener presente che, stabilite le dimensioni del conduttore esterno, l'attenuazione è minima quando il rapporto dei diametri dei conduttori esterno ed interno ha un valore ben determinato, il quale dipende dalla natura e dalla struttura dei conduttori.

Quando i cavi sono ben dimensionati, non si ha alcun inconveniente nell'usare l'alluminio come conduttore esterno piuttosto che il rame; se il cavo poi è flessibile, il conduttore esterno può essere lo stesso tubo di piombo, che comunemente ricopre i cavi, senza che ne risulti un apprezzabile aumento dell'attenuazione. Tali osservazioni mostrano come possa portarsi, anche in questo campo, un modesto contributo all'autarchia del Paese.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

RECENSIONI

APPLICAZIONI VARIE.

W. E. Jackson — **Impulso dato dall'aviazione alle applicazioni delle frequenze ultraelevate.** (Proc. I. R. E., febbraio 1940, XXVIII, 2, pag. 49-51, con 8 fig.).

Dopo aver riassunto i vantaggi che possono derivare dall'applicazione delle frequenze ultraelevate nel campo dell'aeronautica, viene

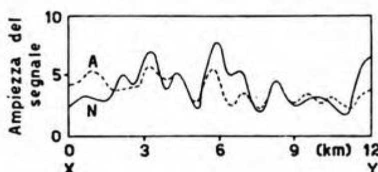


Fig. 1. — Intensità dei segnali emessi dal radiofaro di Pittsburgh, funzionante a 254 kHz, misurata in direzione ortogonale a quella della giusta rotta ad una distanza di 80 km dal trasmettitore. La rotta esatta passa per il punto di mezzo del tratto XY.

particolarmente illustrata la possibilità di eliminare le « rotte multiple » nelle indicazioni fornite dai radiofari.

Si ricorda infatti che un radiofaro emette due segnali distinti in

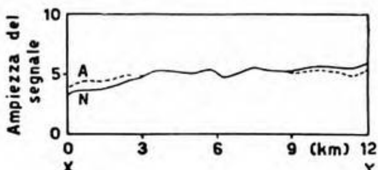


Fig. 2. — Come per la figura 1, ma con trasmettitore funzionante a 63 MHz.

due direzioni leggermente divergenti, tra le quali è compresa la direzione di volo, e che il pilota, per seguire la rotta giusta, deve dirigersi in modo da ricevere i due segnali con uguale intensità. Questo semplice schema teorico può tuttavia essere di difficile attuazione, perchè cause di vario genere possono deformare il campo in modo da condurre a false indicazioni di rotta. La figura 1 riproduce i risultati del rilevamento

dell'intensità dei due segnali emessi da un radiofaro installato a Pittsburgh e funzionante con frequenza di 254 kHz. Tale rilevamento è stato fatto mediante un aeroplano moventesi in direzione ortogonale a quella della rotta esatta, ad una distanza di circa 80 km dal trasmettitore. Dalla figura risulta che esistono non una sola zona, ma numerose zone in cui i due segnali hanno uguale intensità; il che può facilmente trarre in inganno il pilota. L'inconveniente è stato eliminato, come dimostra la figura 2, usando un trasmettitore funzionante alla frequenza di 63 MHz. I migliori risultati sono poi stati ottenuti disponendo sotto l'antenna (alla distanza di 1/4 di lunghezza d'onda) un contrappeso molto esteso. *R. S.*

MISURE.

P. M. HONNELL — **Misure di resistenze elevate, eseguite ad alta frequenza mediante un ponte a T.** (Proc. I. R. E., febbraio 1940, XXVIII, 2, pag. 88-90, con 3 fig.).

Il circuito di misura è illustrato schematicamente nella figura 1, in cui R_x è la resistenza incognita, C e C sono due campioni di capacità variabile montati sullo stesso asse ed R è un campione di bassa resistenza. Se si applica ai morsetti 1, 1' una tensione di frequenza nota f, quando i condensatori variabili ed il resistore R sono regolati in modo da rendere minima la tensione ai morsetti 2, 2', risulta:

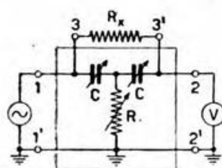


Fig. 1. — Circuito a T per la misura di resistenze.

$$R_x = \frac{1}{\omega^2 C^2 R},$$

con $\omega = 2 \pi f$. La relazione è esatta se l'impedenza del voltmetro è molto elevata in confronto all'impedenza a vuoto misurata ai morsetti 2, 2'. L'errore relativo della misura è il doppio del rapporto R/R_x. Resistenze comprese tra 0,01 e 0,1 MΩ possono essere determinate con un errore di 1 %; per valori maggiori di resistenza l'errore può essere ridotto a 0,1 %.

Con valori di R compresi tra 1 e 100 Ω si possono misurare resistenze comprese tra 10^4 e 10^7 Ω.

Il vantaggio del circuito proposto — che può essere costruito in forma di strumento a lettura diretta — deriva dalla facilità di ottenere buone schermature e buone regolazioni. *R. S.*

RICEVITORI.

F. A. POLKINGHORN — **Ricevitore del tipo Musa per il servizio commerciale su circuiti radiotelefonici transatlantici utilizzanti una sola banda laterale.** (Proc. I. R. E., aprile 1940, XXVIII, 4, pag. 157-170 con 9 fig.).

Viene descritta l'attuazione di un sistema ricevente, ottenuta applicando il metodo Musa al ricevitore per servizio commerciale radiotelefonico transatlantico utilizzante una sola banda laterale, descritto precedentemente (1). Come è noto il sistema Musa consiste in un gruppo di antenne rombiche che mediante opportune regolazioni di fase funge da antenna multipla fortemente direttiva nel piano verticale, secondo una direzione facilmente regolabile. Si possono così selezionare raggi che arrivano con inclinazioni diverse e, sia eliminare evanescenze dovute ad interferenze fra detti raggi, sia, disponendo di più ricevitori che ricevano contemporaneamente raggi con inclinazione diversa, costituire un sistema ricevente del tipo « diversity ».

Nel particolare sistema descritto vengono utilizzate 16 antenne rombiche; la direttività risultante è tale da limitare a 3-4° l'angolo utile di ricezione. I segnali ricevuti da ciascuna antenna passano dapprima attraverso ai circuiti di preselezione (prima conversione di frequenza) e vengono quindi portati a 4 complessi variatori di fase e mescolatori che consentono di avere 4 ricezioni direttive, ciascuna con angolo verticale regolabile.

In ciascun complesso i 16 variatori di fase sono comandati da un unico albero. Uno dei motori gira continuamente in modo da esplorare tutto il campo angolare una volta al minuto e serve per azionare l'avvisatore ed il pilota. Parte dell'uscita del relativo gruppo va alle placche della deviazione verticale di un oscillografo catodico, la cui deviazione orizzontale è resa proporzionale all'angolo del sistema direttivo. Con l'uso di uno schermo a grande persistenza si ha un diagramma che dà l'intensità del segnale in arrivo in funzione dell'angolo d'incidenza. In base alle indicazioni di questo oscillografo si potrebbero regolare gli altri tre gruppi, ad esempio, su tre direzioni particolarmente favorevoli.

È stato però ritenuto che la regolazione manuale non sarebbe risultata pratica per un servizio commerciale ed è stato allora costruito un pilota automatico molto ingegnoso. Il campo di regolazione è diviso in 44 gradini e, mentre passa per ciascuno di essi, il gruppo pilota carica un corrispondente condensatore che così acquista alla fine una carica proporzionale all'intensità del segnale da quella direzione. Successivamente i condensatori vengono esplorati da un dispositivo che, quando su un condensatore trova una tensione superiore ad un valore prefissato, regola sul corrispondente valore angolare uno dei gruppi variatori di fase - mescolatori.

I tre complessi riceventi possono essere utilizzati in vario modo. Una soluzione è, ad esempio, quella di adibire ciascuno dei ricercatori all'esplorazione di una zona limitata, ed un'altra, di esplorare una stessa zona con due cercatori, l'uno per i gradini pari e l'altro per i dispari.

---

(1) A. A. ROETKEN: Proc. I. R. E., 1938, XXVI, p. 1455; A. F., 1939, VIII, p. 286.

Per ciascun gruppo, dopo il mescolamento, si ha un secondo cambiamento di frequenza, amplificazione, rivelazione, e via dicendo.

Le uscite possono essere combinate insieme, oppure si può selezionare il complesso che dà l'uscita più intensa. Per mescolare insieme le varie uscite senza distorsioni è necessario rendere eguali i tempi di trasmissione per le varie vie; siccome i raggi che arrivano con angoli diversi hanno compiuto cammini differenti, impiegando in generale tempi diversi, è necessario compensare tali differenze nei relativi complessi riceventi. È stato studiato e attuato in modo pienamente soddisfacente un dispositivo che automaticamente introduce in ciascuna linea la quantità di reti di ritardo necessaria per il corretto eguagliamento.

Confrontando i due sistemi di utilizzazione (mescolamento oppure selezionamento del gruppo che in ciascun momento fornisce il segnale più intenso) si è però constatato sperimentalmente che il secondo metodo dava risultati più soddisfacenti, oltre ad essere più semplice, non richiedendo fra l'altro le reti a ritardo variabile e la relativa regolazione.

Completa il sistema ricevente un registratore, che annota l'intensità del segnale dalle 44 direzioni angolari e la regolazione dei tre gruppi direttivi in modo da permettere di giudicare il modo di funzionare del pilota automatico.

L'impianto è stato in funzione per diverso tempo con risultati pienamente soddisfacenti. Il miglioramento teorico di 12 decibel nel rapporto tra segnale e disturbo dovuto al sistema Musa sembra essere completamente raggiunto. Anche quando l'angolo di arrivo variava rapidamente, non si è avuto vantaggio a ridurre la direttività del complesso.

G. C.

TELEFONIA GENERALE, IMPIANTI E ACCESSORI.

H. BORNEMANN — **La valutazione della bontà della trasmissione in sistemi telefonici.** (E. F. D., marzo 1939, 52, p. 32-38, con 5 fig.).

K. BRAUN — **Il significato e la determinazione della bontà della trasmissione in telefonia.** (T. F. T., maggio 1940, XXIX, 5, p. 147-171, con 3 fig.).

Da tempo si è sentita la necessità di stabilire qualche parametro numerico che permetta di esprimere quantitativamente « la bontà di trasmissione » di un sistema telefonico, cioè il grado con cui il dato sistema si avvicina all'ideale di una trasmissione perfettamente sicura, pronta e comoda. Le ricerche relative hanno progredito in diverse direzioni, e sono state in parte codificate dal Comitato Consultivo Internazionale per la Telefonia (C. C. I. F.).

I due articoli accennati costituiscono interessanti contributi all'argomento; il primo è di carattere prevalentemente riassuntivo e fa un quadro chiaro e particolareggiato delle molteplici grandezze che debbono essere prese in considerazione, delle precise definizioni introdotte e delle

ricerche sviluppatesi in questi ultimi tempi; il secondo dà notizia principalmente di nuove indagini, intraprese sull'argomento presso il « Reichspostzentralamt », le quali hanno ovviamente preso le mosse dall'insieme di cognizioni e risultati già precedentemente acquisiti, e sfociano in interessanti proposte di speciali grandezze da usare in questioni di telefonometria, e di particolari leggi con cui si possono esprimere i legami fra i diversi parametri in giuoco.

Considerando come qualità fondamentale della trasmissione telefonica una perfetta comprensibilità delle parole trasmesse, la grandezza più largamente usata in telefonometria è la intelligibilità (*Verständlichkeit*), che si distingue in intelligibilità per le frasi, per le parole, per i suoni, e per i logatomi (*Satz-*, *Wort-*, *Laut-*, *Silben-Verständlichkeit*), e che si definisce come la percentuale di frasi, di parole, di suoni o di logatomi correttamente ricevuti su un totale sufficientemente grande di emessi.

Particolare importanza ha il rilievo dell'intelligibilità per i logatomi; i quali sono costituiti dal succedersi di una consonante (o gruppo di consonanti), di una vocale e nuovamente di una consonante (o gruppo di consonanti). Le sillabe che così risultano non hanno alcun senso, e quindi è evitato che la comprensibilità sia favorita da un facile riconoscimento del significato, sia cioè influenzata dal grado di intelligenza e di cultura dell'ascoltatore.

Sono stati stabiliti dal C. C. I. F. le condizioni costanti in cui debbono svolgersi le prove di intelligibilità, le regole secondo cui deve costituirsi e funzionare la squadra di operatori, il modo di determinare il risultato complessivo dalla media di numerosi rilievi, ed anche un sistema per tener conto del grado di pratica sperimentale della squadra e per confrontare quindi fra loro risultati ottenuti da due squadre diversamente esperimentate. Con tutti questi accorgimenti si ottengono risultati numerici di intelligibilità che hanno una precisione dell'ordine dell'1 % e sono confermati, entro lo stesso limite, se le prove vengono ripetute.

È stato anche tentato (Collard) di ricavare analiticamente il valore dell'intelligibilità di un sistema di cui si conoscano i parametri elettrici primari e la distorsione di ampiezza (curva di frequenza). I risultati così ottenuti per via teorica coincidono abbastanza bene con i dati rilevati sperimentalmente; ma il procedimento introdotto dal Collard ha in alcune parti una certa artificiosità, che lascia qualche dubbio sulla possibilità di applicare con successo il metodo in tutti i casi.

Contro il sistema delle prove di intelligibilità sono state elevate diverse critiche, soprattutto nel senso che la intelligibilità non tiene conto di alcuni fattori che pure hanno influenza su un regolare scambio di conversazione telefonica, come ad esempio la mancanza di naturalezza nella voce trasmessa, i ritardi dovuti alla scarsa velocità di trasmissione su lunghe linee, gli echi e così via; tutte cose che obbligano l'ascoltatore ad uno sforzo di attenzione che, pur con una buona audizione fisica della parola, impedisce una pronta comprensione psicologica di ciò che vien comunicato.

Si è proposto perciò un altro sistema di valutazione della bontà di trasmissione, basato sul conteggio delle ripetizioni di frasi e parole che, in un certo periodo di tempo (100 secondi), vengono fatte dagli interlocutori di una comunicazione telefonica per giungere a comprendersi appieno. Quanto maggiore è il numero di tali ripetizioni tanto peggiore deve evidentemente considerarsi la trasmissione. I rilievi del « tasso di ripetizione » (*Rückfragezahl*) [1] comportano la necessità di ascolto, da parte di personale particolarmente capace, sulle linee in esercizio normale, per durate di tempo assai lunghe; per avere dati attendibili si è trovato che il tasso di ripetizione (rapportato a 100 secondi di conversazione) deve risultare dalla media di almeno 42 ore (150 000 secondi) di osservazioni. Pertanto l'introduzione di queste prove, caldeggiate e studiate nelle loro regole di applicazione dalla tecnica americana, non trova favore nella tecnica europea, che preferisce le prove di intelligibilità.

Certo è che non si può ancora annunziare una scelta definitiva della grandezza da usare per caratterizzare quantitativamente la bontà di una trasmissione. Per il momento il C. C. I. F. raccomanda la raccolta del maggior numero di dati sperimentali, lasciando libertà sulla scelta del genere delle prove; queste possono essere dei tipi già accennati: intelligibilità, ripetizioni, ...; ovvero di altri tipi proposti: giudizio e valutazione secondo una scala empirica da parte di osservatori sperimentati (*Schätzung der Gütezahlen*), durata della conversazione (*Gesprächsdauer*), tasso di comprensione immediata (*taux de compréhension immédiate*, secondo Grinsted), tempo di comprensione (*Verstehens-Zeit*, secondo Arendt).

Ad ogni modo, qualunque sia la grandezza scelta come indice della qualità della trasmissione, il C. C. I. F. ha fin d'ora stabilito che, conformemente ad una legge largamente confermata in tutte le misure che hanno carattere soggettivo e perciò fisio-psicologico, se si vuole una maggior precisione, è opportuno che le misure siano eseguite per confronto immediato fra il sistema in prova ed uno di riferimento. Sono stati perciò definiti e costituiti tali sistemi di riferimento, dei quali il primario è il Sistema Fondamentale Europeo di Riferimento per la Trasmissione Telefonica (S.F.E.R.T.).

Viene allora definito « equivalente di riferimento » (*Bezugsdämpfung*), di un certo sistema di prova, l'attenuazione che si deve inserire nello S.F.E.R.T. (senza distorsioni) per ottenere la stessa impressione sonora all'uscita dei due sistemi. « Equivalente di trasmissione effettiva » (*Nutzdämpfung*) viene invece detta l'attenuazione che si deve inserire nello S.F.E.R.T. (opportunamente modificato con aggiunte di distorsioni, rumori di fondo e di sala, e via dicendo) perchè la grandezza scelta come indice della qualità delle trasmissioni risulti eguale nei due sistemi. In ambedue i casi è inteso che la trasmissione deve avvenire col « volume

---

[1] A questa espressione usata dall'articolista, corrisponde nel vocabolario ufficiale del C. C. I. F. l'espressione « *Rückfragehäufigkeit* ».

normale per le prove telefonometriche » cioè con volume inferiore di 8 dB (0,92 N) a quello che produce sulla linea il « livello zero di trasmissione » (1 mW su 600 Ω), il quale a sua volta è inferiore di 8 dB (0,92 N) al « volume di riferimento » (che corrisponde sulla linea di 600 Ω ad una potenza elettrica trasmessa di 6 mW). Come si rileva agevolmente, l'equivalente di riferimento dà un indice del comportamento del sistema in prova soltanto dal punto di vista dell'*intensità sonora ricevuta*; e, poichè nello S.F.E.R.T. si conosce con esattezza il rapporto acusto-elettrico o il rendimento delle varie parti, dato anche il volume costante a cui vengono fatte le trasmissioni, si possono far corrispondere i valori dell'equivalente di riferimento a precisi valori dell'intensità sonora ricevuta. Si trova ([2]) appunto che l'equivalente di riferimento zero corrisponde a 90 phon di intensità sonora nell'immediata vicinanza dell'apparecchio. Se l'equivalente di riferimento a 1000 Hz del sistema risulta di x dB, l'intensità sonora sarà di $90 - x$ phon.

Presso il Laboratorio S.F.E.R.T. è stato usato come indice della qualità della trasmissione l'« intelligibilità per i logatomi »; e tutta una serie di prove è in corso in questi ultimi anni ([3]) per stabilire l'influenza, sulla qualità della trasmissione, oltre che del volume di ricezione, delle altre cause possibili (distorsioni, rumori e così via).

Si è cominciato col determinare la relazione fra intelligibilità ed equivalente di riferimento (cioè anche, come si è visto, intensità di ricezione) per circuiti dotati di distorsioni e rumori tipici e costituiti con gli apparecchi di abbonato in uso presso le varie amministrazioni. La figura 1 riporta tale curva per un rumore di sala di 45 phon e per un sistema comprendente gli apparecchi (W 28) in uso in Germania.

La figura 2 dà i risultati di prove di intelligibilità in funzione del limite superiore di frequenza introdotto nella linea (mediante filtri) e per due diversi livelli di intensità alla ricezione.

Poichè non è ancora stato fissato, in tutti i suoi particolari di costituzione, un sistema primario di riferimento per la trasmissione effettiva, non è ancora possibile ricavare, da dati del tipo di quelli raccolti presso il Laboratorio S.F.E.R.T., i valori dell'« equivalente di trasmissione effettiva » (*Nutzdämpfung*) per ogni sistema costituito con particolari distorsioni e rumori. I risultati che alcune volte vengono presentati come relativi a equivalenti di trasmissione effettiva, si riferiscono in

---

([2]) Il rapporto acusto-elettrico a 1000 Hz del sistema di emissione dello S.F.E.R.T. è -31 dB, rispetto a 1 V/(dine/cm^2) [= 10 V/(newton/m^2)]; quello del sistema di ricezione è di $+26$ dB. Perciò al livello di (1/6) mW (ovvero 0,32 V) su 600 Ω della linea, corrispondono una pressione al microfono di circa 12 dine/cm^2 [= 1,2 newton/m^2] ed una al ricevitore telefonico di circa 6 dine/cm^2 [= 0,6 newton/m^2]. Il passaggio ai phon si fa ricordando che lo zero della scala dei phon (a 1000 Hz) è a 10^{-16} W/cm^2 cioè $2 \cdot 10^{-4}$ dine/cm^2 [= 20 micronewton/m^2].

([3]) A. F., 1935, IV, p. 178.

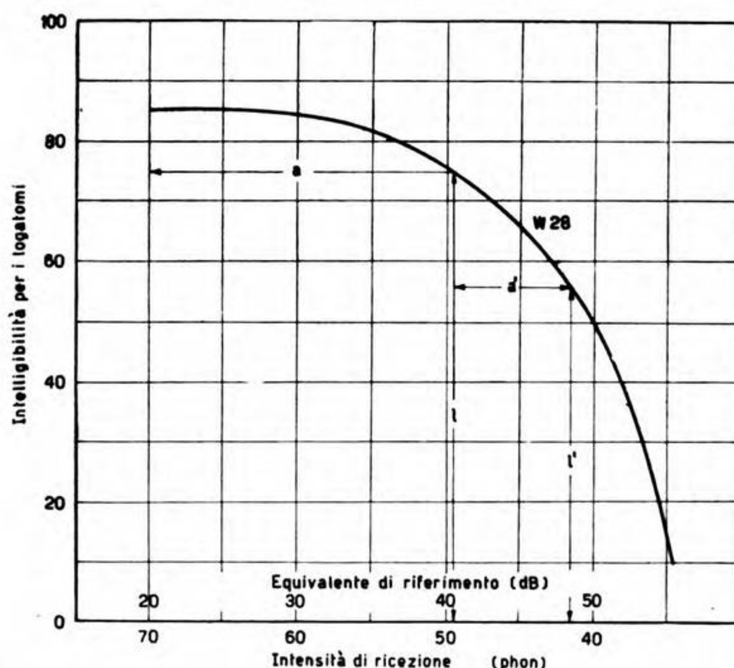


Fig. 1. — Intelligibilità per i logatomi in funzione dell'equivalente di riferimento (ovvero anche dell'intensità di ricezione). Apparecchio tedesco W 28, linea senza distorsioni, rumore di sala di 45 phon (dati del Rapporto Tecnico n. 111 del Laboratorio S.F.E.R.T. di Parigi).

a = riduzione di qualità della trasmissione per le condizioni sopra elencate ma con linea con distorsioni (limitazione superiore della frequenza trasmessa a 1900 Hz; equivalente di riferimento a 20 dB; vedi fig. 2 e 3).

a' = riduzione di qualità della trasmissione, come sopra; equivalente di riferimento a 40 dB (vedi fig. 2 e 3).

l = intelligibilità nel sistema in prova (linea con distorsioni, limitazione superiore della frequenza trasmessa a 1900 Hz; equivalente di riferimento a 20 dB; vedi fig. 2).

l' = intelligibilità nel sistema in prova, come sopra; equivalente di riferimento a 40 dB (vedi fig. 2).

realtà a condizioni sperimentali che sono variate da una prova all'altra e quindi non sono confrontabili fra loro.

Ciò che, allo stato attuale di questi studi, si può fare è di ricavare da dati, come quelli di figura 2, i valori di « riduzione di qualità della trasmissione » (*Minderung der Uebertragungsgüte*) corrispondenti, per quel particolare sistema, ad una certa limitazione della banda di frequenza, o ad altre distorsioni e rumori. Ad esempio, se il limite superiore di frequenza trasmessa è 1900 Hz, si ha dalla figura 2 che l'intelligibilità

in un sistema W 28 con equivalente di riferimento di 20 dB (2,3 N) è 74,9 %. In figura 1 si vede, in corrispondenza dell'ascissa 20 dB, che il sistema W 28 senza limitazione di banda ha 84,7 % di intelligibilità.

La riduzione di intelligibilità da 84,7 % a 74,9 % (dovuta alla limitazione di banda) corrisponde a quella che si avrebbe, sullo stesso sistema W 28 senza limitazione di banda, per un equivalente di riferimento di

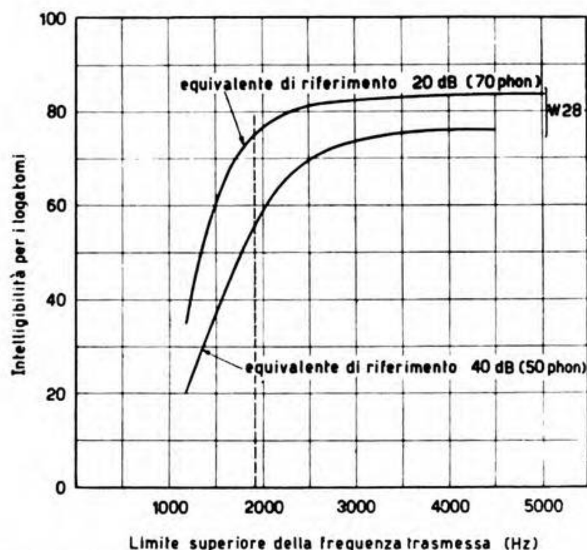


Fig. 2. — Intelligibilità per i logatomi in funzione del limite superiore della frequenza trasmessa e per due differenti valori dell'equivalente di riferimento. Le altre condizioni sono uguali a quelle specificate per la figura 1.

40,5 dB (4,7 N) cioè per un aumento di 20,5 dB (2,4 N) (tratto indicato in figura con *a*). Questo numero *a* di decibel è la « riduzione di qualità della trasmissione » cercata.

Si possono in tal modo ricavare i diversi valori di *a* per ogni limitazione della banda (fig. 3); qualora si consideri una ricezione a intensità minore (equivalente di riferimento di 40 dB = 4,6 N), si ricaveranno, in figura 1, i valori *a'* di « riduzione di qualità della trasmissione » a partire dall'ascissa 40 dB (anzichè 20 dB). Si può avere così, come in figura 3, la famiglia di curve corrispondenti a diversi valori dell'equivalente di riferimento.

Ulteriori elaborazioni dei dati sperimentali, raccolti dal Laboratorio S.F.E.R.T., vengono svolte dal Braun, tenendo presenti anche i risultati ottenuti presso il « Reichspostzentralamt » usando un sistema primario di riferimento (H.E.K. = *Haupteichkreis*) in tutto equivalente allo S.F.E.R.T. di Parigi.

Viene innanzi tutto introdotta una relazione teorica, che lega i risultati dei due diversi sistemi di prove telefonometriche: quello delle ripetizioni e quello dell'intelligibilità.

Dato che ogni logatomo è costituito di tre suoni, si ritiene che fra

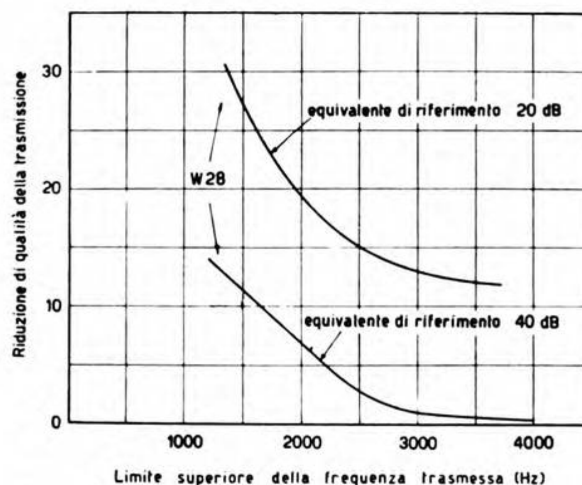


Fig. 3. — Riduzione di qualità della trasmissione in funzione del limite superiore della frequenza trasmessa, ricavata secondo le indicazioni di figura 1. Le altre condizioni sono uguali a quelle specificate per la figura 1.

la intelligibilità per i suoni (S) e la intelligibilità per i logatomi (L) valga la relazione:

[1] $$L = S^3 ;$$

la intelligibilità delle frasi (F) è legata a quella dei suoni, in base a rilievi sperimentali, secondo l'equazione:

[2] $$F = S^{1/n} ,$$

dove n ha comunemente il valore 4.

Si definisce come « perdita di comprensibilità » (*Güteverlust*) la differenza ΔS dell'intelligibilità per i suoni in un certo sistema in prova rispetto all'intelligibilità (S_0) nel sistema primario di riferimento (S.F.E.R.T. senza distorsioni):

[3] $$\Delta S = S_0 - S ,$$

e si ricava anche, secondo la [2]:

[4] $$\Delta F = \frac{1}{n} S_0^{1/n} \frac{\Delta S}{S_0} = k_1 \Delta S .$$

Questa variazione dell'intelligibilità delle frasi (ΔF) è ovviamente proporzionale al numero delle frasi che non vengono comprese quando si trasmette sul sistema in prova e cioè anche al « tasso di ripetizione » (r) già definito; in totale si ha la relazione fra tasso di ripetizione e intelligibilità:

$$r = k_2 \, \Delta F = k_1 \, k_2 \, \Delta S \, . \qquad [5]$$

Considerando ora le relazioni fra intelligibilità ed equivalente di r erimento, conviene tracciare le curve che, invece che la intelligibilità

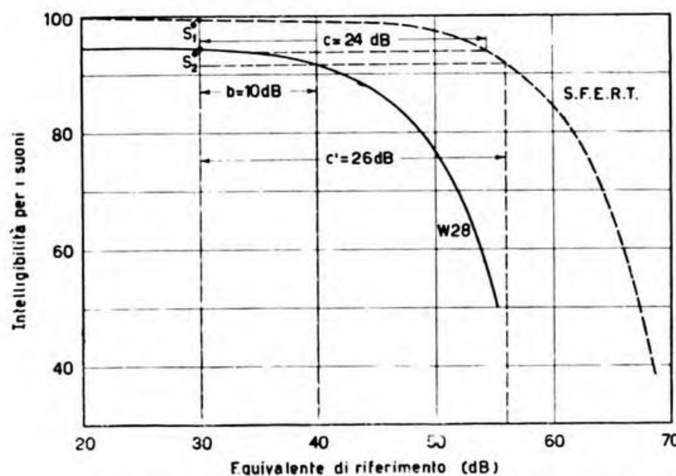


Fig. 4. — Intelligibilità per i suoni in funzione dell'equivalente di riferimento nel Sistema Fondamentale Europeo di Riferimento Telefonico (S.F.E.R.T., linea tratteggiata) e nel sistema tedesco W 28 (linea continua).

S^*_1 = intelligibilità base per i suoni nello S.F.E.R.T., in corrispondenza dello zero di equivalente convenzionale (equivalente di riferimento 30 dB).

S^*_2 = intelligibilità base, come sopra, nel W 28.

b = equivalente convenzionale (esempio citato nel testo).

c = perdita equivalente (equivalente di riferimento di 30 dB).

c' = perdita equivalente (equivalente di riferimento di 40 dB, cioè per un aumento di equivalente convenzionale b di 10 dB).

per i logatomi L, dànno la intelligibilità per i suoni S, la quale discende agevolmente dalla L ed entra in tutte le leggi ora viste. La curva a tratto pieno di figura 4 si riferisce, come quella di figura 1, al sistema W 28; la curva tratteggiata, aggiunta in figura 4, è quella relativa al sistema primario S.F.E.R.T.

Queste due curve possono divenire rette, se si tracciano su un dia-

gramma semilogaritmico (fig. 5) e si trasporta l'asse delle ascisse in modo che lo zero coincida con l'equivalente di riferimento di 30 dB.

Le ascisse (lineari) di questo nuovo diagramma sono dunque incrementi di equivalente di riferimento (b) rispetto ai 30 dB; potremo chiamare b « equivalente convenzionale » (*Gütedämpfung*).

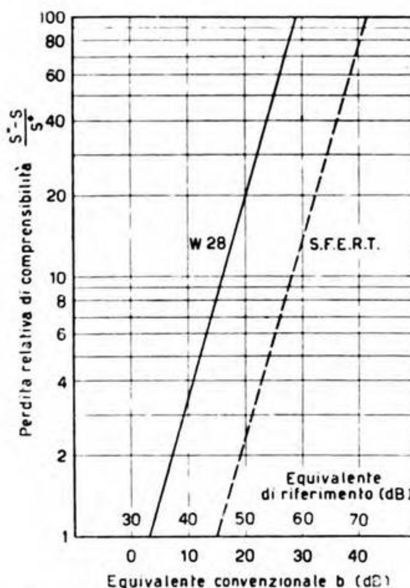


Fig. 5. — Perdita relativa di comprensibilità in funzione dell'equivalente convenzionale nello S.F.E.R.T. (retta tratteggiata) e nel W 28 (retta continua).

Le ordinate sono le così dette « perdite relative di comprensibilità » (*relative Güteverlust*), definite da $\frac{S^* - S}{S^*}$, dove S è il valore generico di intelligibilità per i suoni del sistema in prova e S^* è il valore di intelligibilità, che lo stesso sistema presenta quando l'equivalente di riferimento è di 30 dB (3,5 N). Per lo S.F.E.R.T., S^* ha il valore $S^*_1 = 99{,}7\%$; per il sistema W 28 ha il valore $S^*_2 = 94{,}6\%$.

Le due rette in figura 5 corrispondono alle equazioni:

$$\log_{10} \frac{S^*_1 - S_1}{S^*_1} = K_1 (b - p_1)$$

[6]

$$\log_{10} \frac{S^*_2 - S_2}{S^*_2} = K_2 (b - p_2)\,,$$

con $K_1 \cong K_2$, $p_2 < p_1$.

In generale si può scrivere:

[7] $\Delta S = S^* - S = \text{cost.} \times 10^{b/K}$,

e per due diversi valori di b e i corrispondenti di ΔS:

[8] $$\Delta b = b_2 - b_1 = K \log_{10} \frac{\Delta S_2}{\Delta S_1}\,.$$

La [5] permette anche di scrivere:

[9] $$\Delta b = K \log_{10} \frac{r_2}{r_1}\,.$$

Si è determinata così una relazione fra i tassi di ripetizione e la perdita di qualità, che per altra via (su basi sperimentali) era già stata proposta. Anche i valori della costante K coincidono sufficientemente:

le prove di intelligibilità dànno K variabile intorno a 20; dalle prove di ripetizione risulta comunemente $K = 35 \div 50$.

In tal modo sembra attendibile il legame stabilito fra tasso di ripetizione e intelligibilità ed è dato modo di confrontare risultati ottenuti con i due metodi.

Altri problemi sorgono dalla ricerca delle relazioni che intercorrono fra la qualità della trasmissione e l'effetto combinato delle distorsioni e dell'attenuazione. Conviene introdurre la definizione di « perdita equivalente » (*Ersatzdämpfung*), l'attenuazione che si deve aggiungere all'equivalente di riferimento, a cui si è fatta la prova, per ottenere sul sistema primario di riferimento la stessa intelligibilità rilevata sul sistema (con distorsioni) in esame.

In figura 4 è indicata la « perdita equivalente » c dipendente dall'effetto combinato di distorsioni e attenuazione nel sistema W 28, nella condizione di equivalente di riferimento di 30 dB.

È bene forse chiarire che la perdita equivalente c differisce dalla riduzione di qualità a, già vista, per il fatto che la a si ricava dal paragone dei risultati che si ottengono, in diverse condizioni, su uno stesso sistema, quello in prova; mentre la c deriva dal confronto di risultati ottenuti sul sistema in esame (con distorsioni) e sul sistema primario S.F.E.R.T. (senza distorsioni).

La perdita equivalente non rappresenta tuttavia ancora l'equivalente di trasmissione effettiva, perchè, come è già stato detto, non si è ancora stabilito un sistema primario di riferimento della trasmissione effettiva, dotato di tutte le distorsioni tipo.

Dalle relazioni esponenziali [6], [7] e [8] si può ricavare l'espressione della perdita equivalente c', che risulta quando su un sistema, il quale, a 30 dB di equivalente di riferimento, ha una perdita equivalente c, si introduce un'attenuazione b (cioè il sistema, invece di avere l'equivalente convenzionale zero, ha l'equivalente convenzionale b). Si constata che c' non si ottiene mediante semplice somma di c e b, ma secondo la relazione (che è sufficientemente approssimata quando, come di consueto, $K = K_1 \cong K_2$, $p_1 > c$, $p_2 > b$):

$$10^{Kc'} = 10^{Kc} + 10^{K(b + p_1 - p_2)}. \qquad [10]$$

Ad esempio, per il sistema W 28, si ha (fig. 5): $K_1 = 13{,}5$; $K_2 = 13$; $p_1 - p_2 = 12$ dB (1,4 N); $c = 24$ dB (2,8 N). Se si aumenta l'equivalente convenzionale da zero a 10 dB (1,1 N), cioè se l'equivalente di riferimento invece di 30 dB (3,5 N) è 40 dB (4,4 N) (limite massimo ammesso sulle linee telefoniche), si trova $c' = 26$ dB (3,0 N), e non 34 dB (3,9 N) come risulterebbe dalla semplice somma di b con c. *A. Fe.*

INFORMAZIONI E NOTIZIE

Corso di perfezionamento in Radiotecnica. — Il R. Politecnico di Milano comunica che sono aperte le iscrizioni al Corso di perfezionamento in Radiotecnica, per l'anno accademico 1940-41-XIX.

Esso comprende i seguenti insegnamenti:

a) Insegnamenti generali: *Radiotecnica* (prof. F. Vecchiacchi); *Complementi di elettrotecnica* (prof. R. Sartori); *Oscillazioni e circuiti* (dott. ing. F. Cisotti); *Misure radiotecniche* (dott. ing. G. Pradella).

b) Insegnamenti monografici: *Complementi scientifici di radiotecnica* (prof. F. Lori); *Televisione* (prof. F. Vecchiacchi); *Radiogoniometria* (ing. col. A. Ciaccia); *Tecnica dei tubi elettronici* (prof. L. Piatti); *Onde ultracorte* (prof. U. Tiberio); *Elettroacustica* (prof. E. Paolini); *Ricevitori radiofonici* (prof. G. Cocci); *Induttori e trasformatori* (dott. ing. G. Bozzi).

c) Conferenze su argomenti vari di comunicazioni elettriche.

Le lezioni si svolgeranno dal 2 gennaio al 15 maggio 1941. Gli esami seguiranno durante le sessioni estive ed autunnali e consisteranno in un'unica prova vertente sul gruppo delle materie d'insegnamento.

Al Corso possono essere ammessi i laureati in ingegneria ed in fisica che ne facciano domanda al Direttore del R. Politecnico, entro il 31 dicembre 1940, allegando i documenti richiesti. La Direzione si riserva, in casi speciali, di accogliere altre domande presentate successivamente.

Agli iscritti, che avranno frequentato le lezioni e le esercitazioni ed avranno superato la prova d'esame, sarà rilasciato un certificato di studi e di esame. Ove nulla osti da parte del Ministero dell'Educazione Nazionale, sarà bandito il concorso per due posti di allievo interno. Gli allievi interni debbono iscriversi al Corso e frequentare il laboratorio con orario normale (dalle ore 9 alle 12 e dalle 14 alle 18 di tutti i giorni feriali, escluso il pomeriggio del sabato) dal 10 gennaio a tutto il 31 dicembre 1941, esclusi i mesi di agosto e settembre. Essi parteciperanno all'attività normale del laboratorio e si dedicheranno, sotto la guida del personale insegnante, allo studio di qualche problema teorico-sperimentale, sul quale devono stendere un'ampia relazione. Agli allievi interni sarà corrisposto un assegno di L. 8000, suddiviso in dieci mensilità posticipate, dal gennaio al luglio e dall'ottobre al dicembre 1941.

Per ulteriori informazioni circa le tasse e le iscrizioni ci si rivolga alla Segreteria del R. Politecnico. *Re.*

Vol. IX - N. 12 Dicembre 1940-XIX

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Vol. IX - N. 12 Dicembre 1940-XIX

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Vol. IX - N. 12 Dicembre 1940-XIX

ALTA FREQUENZA

INHALT



ING. R. SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
Tipografia Carlo Accame - Torino - Corso Regina Margherita, 46 bis


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma




Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma